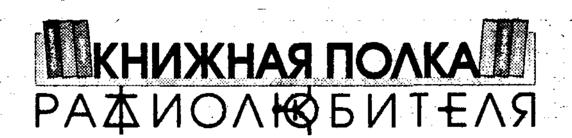
Ю. С. ЕЖКОВ

СПРАВОЧНИК ПО СХЕМОТЕХНИКЕ УСИЛИТЕЛЕЙ





КНИЖНАЯ ПОЛКА РАДИОЛЮБИТЕЛЯ



ВЫПУСК 1

Ю. С. Ежков

СПРАВОЧНИК ПО СХЕМОТЕХНИКЕ УСИЛИТЕЛЕЙ

Издание второе, переработанное

Москва
ИЗДАТЕЛЬСКОЕ
ПРЕДПРИЯТИЕ
РадиоСофт
2002

УДК 681.782.473:(075.8)
ББК 31.3
Е95

Ежков Ю. А.

Е95 Справочник по схемотехнике усилителей. — 2-е изд., перераб.. — М.: ИП РадиоСофт, 2002. — 272 с.: ил. — (Книжная полка радиолюбителя. Вып. 1)

ISBN 5-93037-070-2

Всесторонне изложены вопросы, касающиеся схемотехники аналоговых транзисторных усилителей. Проанализированы шумовые характеристики, даны рекомендации по построению малошумящих усилителей, изложены методы повышения линейности усилителей. Рассмотрены элементарные каскады усиления и схемотехника многокаскадных усилителей с непосредственной связью каскадов, в том числе усилителей мощности и усилителей высокой точности. Приведены практические схемы широкополосных, высокочастотных и быстродействующих усилителей. Затронуты вопросы снижения потребляемой мощности. Книга иллюстрирована большим количеством схем, графиков и таблиц, приводятся расчетные формулы.

Для разработчиков различных транзисторных усилителей, студентов соответствующих специальностей, а также подготовленных радиолюбителей.

УДК 681.782.473:(075.8)
ББК 31.3

ISBN 5-93037-070-2

ПРЕДИСЛОВИЕ

Эта книга является результатом практического опыта автора по проектированию усилительных устройств и предназначена для пользователей, которые обычно не имеют достаточно времени для детальной разработки усилителей разного назначения — за время существования транзисторов и интегральных микросхем опубликовано множество схемотехнических решений усилителей и усилительных устройств, среди которых весьма заманчиво найти готовое или сходное. В случае расхождения с техническим заданием уместно модернизировать соответствующий аналог.

Настоящее издание — попытка объединения и систематизации результатов исследований и схемных решений, опубликованных в специальной литературе. Кроме того, в ней приводятся и некоторые авторские разработки.

Изложенный ограниченный материал позволяет хорошо подготовленному радиолюбителю разобраться с «практической стороны» в расчетах и способах улучшения тех или других параметров.

В главе 1 изложены основы расчетов элементарных каскадов усиления на биполярных и полевых транзисторах, приведены формулы, позволяющие определить основные параметры на низких частотах, где инерционностью транзисторов можно пренебречь.

В главе 2 проанализированы шумовые характеристики усилителей с оценкой вклада шумов активных и пассивных элементов. Имеется теоретический и экспериментальный материал, необходимый для проектирования малошумящих усилителей разных диапазонов частот.

В главе 3 собраны формулы, позволяющие оценить нелинейные искажения каскадов усиления, и изложены методы повышения линейности усилителей.

В главе 4 рассмотрены некоторые особенности многокаскадных усилителей, а также обобщен теоретический материал, позволяющий разобраться в таких непростых вопросах как устойчивость, быстродействие и динамическая точность.

В главе 5 представлены различные схемотехнические решения каскадов усилителей с непосредственной связью, в том числе с активной нагрузкой; приведены схемы источников опорного напряжения и постоянного тока, применяемых в многокаскадных усилителях.

В главе 6 рассмотрены разнообразные схемы предварительных усилителей, в том числе линейных и корректирующих усилителей звуковых сигналов; для двухкаскадных схем изложены формулы расчета по постоянному току.

В главе 7 собраны описания схем двухтактных усилителей различной мощности звукового и ультразвукового (до 1 МГц) диапазонов частот как с применением интегральных ОУ, так и без них.

В главе 8 изложен основной теоретический материал, позволяющий оценивать характеристики широкополосных, высокочастотных и быстродействующих усилителей переменного и постоянного тока с различным количеством каскадов. Для усилителей с большим динамическим диапазонам приведены основные расчетные схемы. В этой главе имеется большое количество отработанных практических схем с изложением способов достижения их технических характеристик.

В главе 9 обозначены основные проблемы, связанные с разработкой усилителей высокой точности, под которой здесь понимается минимум статических и динамических ошибок усиления, а также продуктов нелинейных искажений. Значитель-

ную часть занимает анализ так называемых тепловых искажений, присущих практически всем каскадам усиления, а также многокаскадному усилителю в целом; излагаются схемотехнические решения, минимизирующие эти искажения, и отработанные схемы усилителей высокой точности с измеренными параметрами.

В главе 10 для некоторых типов усилителей затронуты вопросы и проблемы, связанные со снижением потребляемой мощности; представлены готовые схемотехнические решения.

Объединение значительного объема информации в одной книге привело к тому, что расчетные формулы приводятся без вывода. Подтверждение правильности таких формул, важных для практической схемотехники, находится в соответствующих источниках, а также опирается на некоторый опыт работ автора.

Насколько удалась книга — судить уважаемым читателям. По крайней мере, автор доволен объединением в достаточно компактной книге всей информации, которая ему была необходима в прошлом и понадобится в обозримом будущем.

Автор выражает глубокую признательность С. Л. Рутману, обеспечившему подготовку первого издания книги в 1996 году.

1. ЭЛЕМЕНТАРНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ

В этой главе будут рассмотрены основные параметры каскадов на биполярных и полевых транзисторах.

1.1. Биполярные транзисторы

1.1.1. Схемы с общим эмиттером

Схемы с ОЭ приведены на рис.1.1, 1.3 и отличаются друг от друга цепями смещения и стабилизации режима.

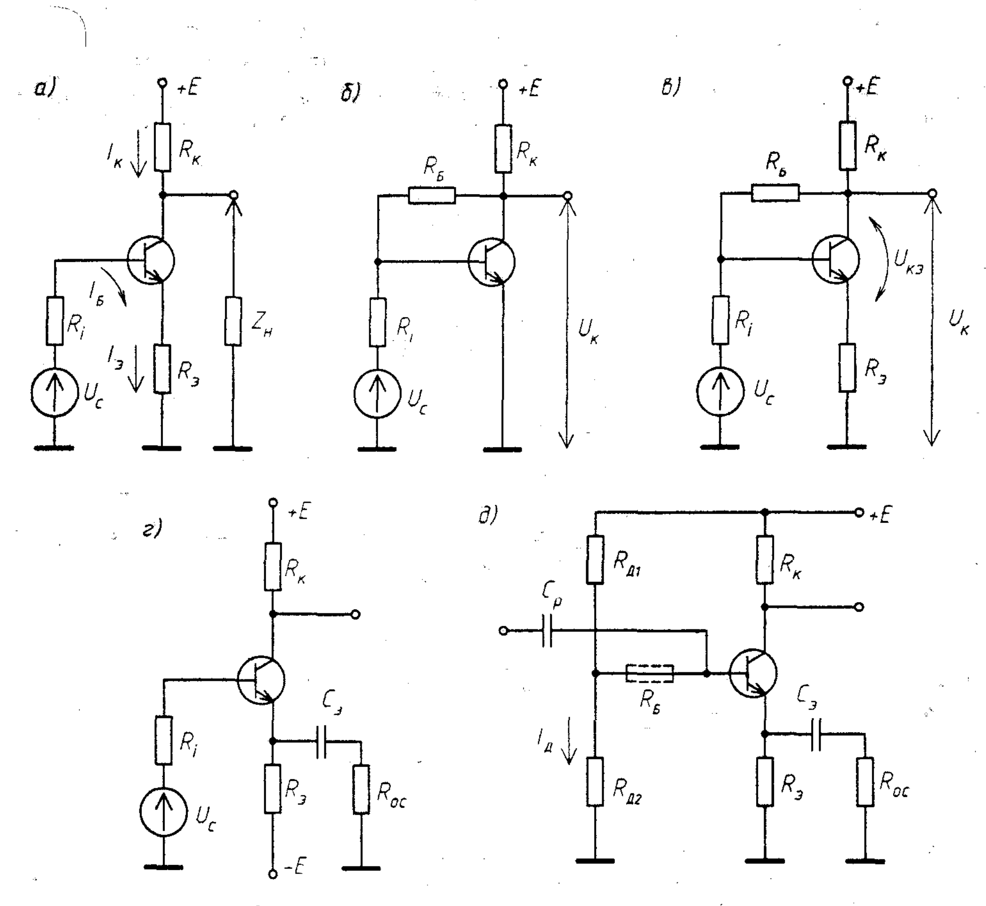


Рис. 1.1. Схемы усилительных каскадов с ОЭ:
а — с последовательной ООС по току; *б* — с параллельной ООС по напряжению; *в* — с комбинированной ООС; *г* — с ООС по току и двухполярным питанием; *д* — с уменьшенной глубиной ООС по переменному току и цепями смещения

Схема с ОЭ усиливает напряжение и ток. Коэффициент усиления последнего определяется статическим коэффициентом усиления по току транзистора $h_{21Э}$ (справочный параметр); можно считать, что $K_{I\,0Э} \approx h_{21Э}$. Коэффициент усиления по напряжению схем на рис. 1.1,*а,г,д* определяется следующей формулой (знак «минус» означает инверсию фазы выходного сигнала по отношению к входному):

$$K_{U\,0Э} = -\frac{h_{21Э}(R_К \| r_К \| R_Н)}{r_Б R_i + (h_{21Э}+1)(r_Э + R_Э)}, \tag{1.1}$$

где $R_К$ — сопротивление в цепи коллектора, Ом;

$r_К$ — выходное сопротивление коллектора транзистора, зависящее от тока коллектора $I_К$ и типа проводимости [1.1, 1.2], $r_{К\ n\text{-}p\text{-}n} = \dfrac{(80\ldots200)}{I_К}$,

$r_{К\ p\text{-}n\text{-}p} = \dfrac{(30\ldots160)}{I_К}$ (здесь в числителе — напряжение Эрли, В);

$r_Б$ = 1...1000 Ом — объемное сопротивление базы;

R_i — сопротивление источника сигнала, Ом;

$r_Э = \dfrac{m\varphi_Т}{I_Э}$ — дифференциальное сопротивление эмиттера, Ом; $\varphi_Т = \dfrac{kT}{q}$ — температурный потенциал (k = 1,38·10^{-23} Дж/К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура, К; q = 1,6·10^{-19} Кл — заряд электрона; в нормальных условиях $\varphi_Т$ = 25...26 мВ); m = 1...2 — множитель, учитывающий снижение коэффициента $h_{21Э}$ у транзистора в режиме микротоков, для $I_Э$ > 0,2 мА можно считать m = 1.

Объемное сопротивление базы $r_Б$ можно вычислить с невысокой точностью на основе справочных данных: постоянной времени цепи обратной связи на высокой частоте $\tau_{ос}$ и емкости коллекторного перехода $C_К$.

Все параметры связаны соотношением

$$r_Б = \frac{(2\ldots3)\tau_{ос}}{C_К}. \tag{1.2}$$

В свою очередь, емкость $C_К$ уменьшается с увеличением напряжения между коллектором и базой $U_{КБ}$ и связана со справочным значением, измеряемым при определенном значении $U_{КБ\ спр}$:

$$C_К(U_{КБ}) \approx C_{К\,спр} U_{КБ\,спр} \sqrt{\frac{U_{КБ\,спр}}{U_{КБ}}}. \tag{1.3}$$

В разных работах измерено объемное сопротивление базы отдельных типов транзисторов. Результаты этих измерений приведены в табл. 2.2.

Обычно сопротивление источника сигнала много меньше входного сопротивления каскада $R_{вх}$. При токах $I_Э$ > 1 мА сопротивлением коллектора $r_К$ обычно пренебрегают, так что при $R_Э$ = 0

$$K_{U\,0Э} \approx -\frac{(R_К \| R_Н) I_Э}{\varphi_Т} \approx -(R_К \| R_Н) S. \tag{1.4}$$

Параметр $S = \frac{I_Э}{\varphi_Т}$ называется крутизной усиления. При наличии резистора $R_Э = (0{,}05...1)R_К$ коэффициент усиления по напряжению можно приближенно считать равным $K_{U\,0Э} \approx \frac{(R_К \parallel R_Н)}{R_Э}$ из-за существования последовательной ООС по току. Эти две формулы очень полезны на практике, когда требуется оценить параметр $K_{U\,0Э}$; следует отметить, что в них отсутствует статический коэффициент усиления по току $h_{21Э}$. Очевидно, что для получения максимального коэффициента усиления по напряжению следует увеличивать величину $R_К \parallel R_Н$.

Входное сопротивление каскада (рис. 1.1,*г*)

$$R_{вх} \approx r_Б + (h_{21Э} + 1)(r_Э + R_Э). \tag{1.5}$$

Выходное сопротивление этого каскада

$$R_{вых} \approx R_К \parallel r_К. \tag{1.6}$$

Введем параметр — входное сопротивление транзистора относительно тока базы $r_{БЭ}$:

$$r_{БЭ} = r_Э(h_{21Э} + 1) = \frac{\varphi_Т}{I_Э}(h_{21Э} + 1) = \frac{\varphi_Т}{I_Б}. \tag{1.7}$$

У каскада (рис. 1.1,*б*) имеется параллельная ООС по напряжению за счет резистора $R_Б$. Коэффициент усиления по напряжению этого каскада

$$K_{U\,0Э} = \frac{1}{\dfrac{R_i}{R_Б} + \dfrac{1 + \dfrac{R_i}{r_{БЭ} \parallel R_Б}}{S(R_К \parallel r_К \parallel R_Б)}}. \tag{1.8}$$

При $R_i \to 0$ выражение преобразуется в формулу для коэффициента усиления без ООС: $K_{U\,0Э} = -S(R_К \parallel r_К \parallel R_Б)$. Для случая глубокой ООС, когда R_i на порядок отличается от $R_Б$, коэффициент усиления по напряжению $K_{U\,0Э} = -\frac{R_Б}{R_i}$. Входное сопротивление такого каскада

$$R_{вх} = r_{БЭ} \parallel \frac{R_Б}{S(R_К \parallel r_К \parallel R_Б)}. \tag{1.9}$$

Выходное сопротивление

$$R_{вых} \approx \left[\frac{R_Б}{h_{21Э}}\left(1 + \frac{r_{БЭ}}{R_i}\right)\right] \parallel [R_К \parallel r_К \parallel R_Б]. \tag{1.10}$$

В каскадах (рис. 1.1,*г,д*) для уменьшения глубины ООС по переменному току параллельно эмиттерным резисторам $R_Э$ включена цепь $R_{ос}C_Э$, так что в формулах (1.1), (1.5) и при выполнении приблизительных оценок величину $R_Э$ следует заменить на $R_Э \parallel R_{ос}$.

Реально достижимый коэффициент усиления по напряжению на резистивной нагрузке находится в пределах 50...500 раз и зависит от падения напряжения

$I_К R_К$ на коллекторном сопротивлении. На рис. 1.2,*а*,*б* приведены зависимости входного сопротивления $r_{БЭ}$ и коэффициента усиления по напряжению от тока эмиттера [1.1]. Эти характеристики можно использовать при $R_Э$ = 0.

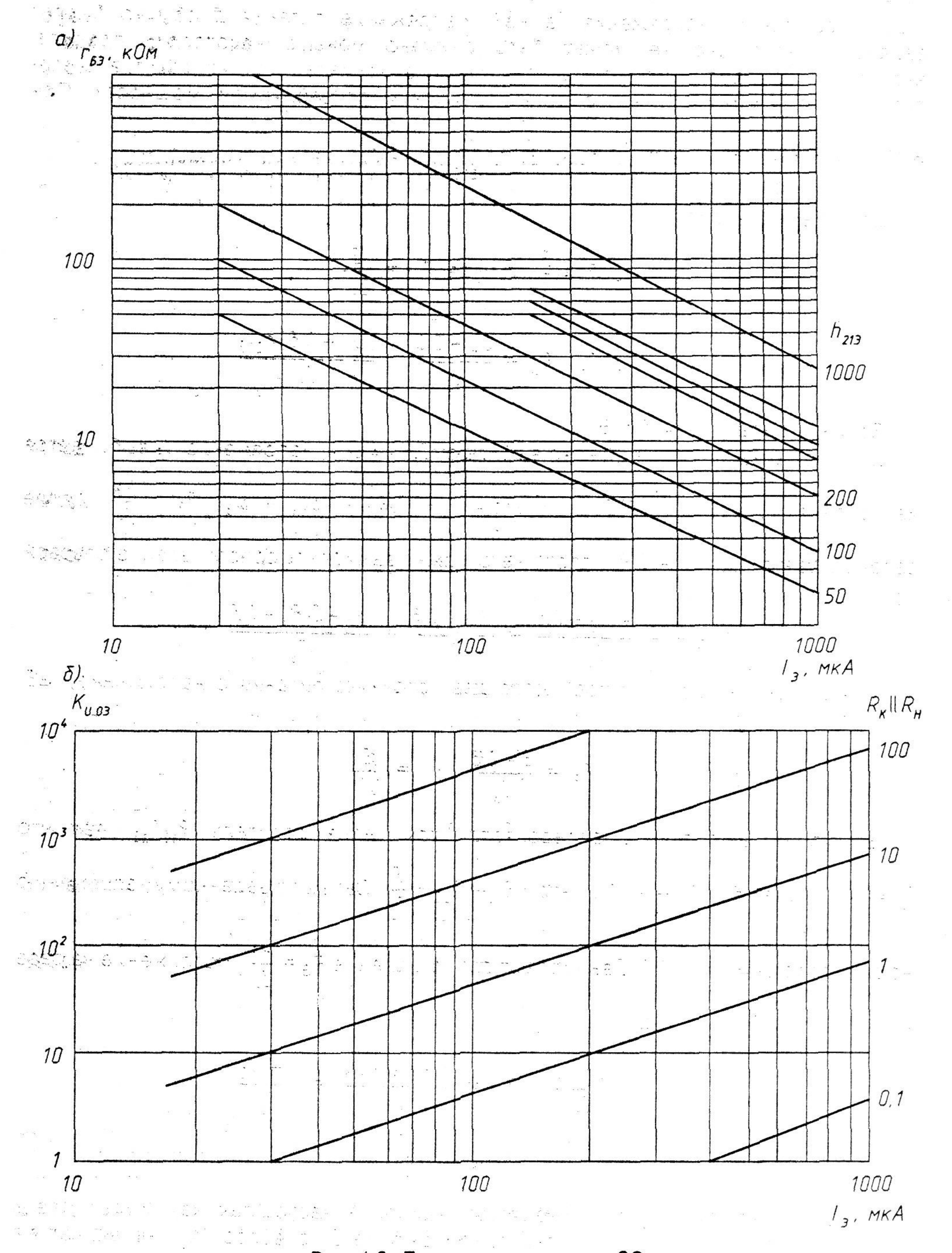


Рис. 1.2. Параметры каскада с ОЭ:
а — зависимость входного сопротивления от тока эмиттера и коэффициента усиления транзистора по току; *б* — зависимость коэффициента усиления по напряжению от тока эмиттера и номинала коллекторной нагрузки

Установка рабочей точки

Режимы работ по постоянному току рассчитываются исходя из сопротивления нагрузки (оно должно быть больше рассчитанного сопротивления $R_К$) и амплитуды переменного напряжения на ней. Напряжение питания E обычно бывает задано. Однако оно не может быть снижено меньше некоторого предела, зависящего от амплитуды выходного сигнала каскада. Ток коллектора желательно иметь минимальным с целью снижения потребляемой мощности. При этом полагают $I_Э = I_Б + I_К \approx I_К$, $I_Б \approx \dfrac{I_К}{h_{21Э}}$.

Для схемы на рис. 1.1,*б*

$$I_К R_К \approx \frac{E}{2}, \text{ откуда } R_К = \frac{E}{2I_К};$$

$$U_К = E - I_К R_К, \; R_Б = \frac{U_К - 0{,}6}{I_Б} = \frac{(U_К - 0{,}6)h_{21Э}}{I_Б}.$$

Здесь и далее $U_{БЭ} \approx 0{,}6$ В.

Для схемы на рис. 1.1,*в* обычно выбирают $I_К R_К = U_{КЭ}$; напряжение $U_Э$ выбирается из условия $U_Э = (0{,}1\ldots0{,}3)E$, при этом $E = I_К R_К + U_{КЭ} + U_Э$; $R_Э = \dfrac{U_Э}{I_Э}$. Далее рассчитывается $U_К = E - I_К R_К$, после чего можно вычислить сопротивление базовой цепи:

$$R_Б = \frac{U_К - U_Э - 0{,}6}{I_Б} = \frac{U_{КЭ} - 0{,}6}{I_Б} = \frac{U_К - I_Э R_Э - 0{,}6}{I_Б}.$$

Для схемы на рис. 1.1,*г* требуются два источника питания с напряжением $\pm E$. При этом

$$R_Э = \frac{E - 0{,}6}{I_Э}, \; R_К = \frac{E}{2I_К}.$$

В схеме на рис.1.1,*д* определяется ток через делитель $R_{Д1}R_{Д2}$, так что $I_Д = (5\ldots10)I_Б = (5\ldots10)\dfrac{I_К}{h_{21Э}}$. При этом $R_{Д1} + R_{Д2} = \dfrac{E}{I_Д}$. Затем по заданному напряжению на эмиттере $U_Э = (0{,}1\ldots0{,}3)E$ вычисляют сопротивление $R_Э = \dfrac{U_Э}{I_К}$. Напряжение на базе $U_Б = U_Э + 0{,}6 \approx R_{Д2} I_Д$, откуда

$$R_{Д2} = \frac{U_Э + 0{,}6}{I_Д}, \; R_{Д1} = \frac{E - U_Э - 0{,}6}{I_Д} = \frac{E - U_Б}{I_Д}.$$

Замечания

1. Схема на рис. 1.1,*д* применяется наиболее часто, так как имеет очень высокую повторяемость. При правильном выборе $I_Д$ разброс $h_{21Э}$ не влияет на режим каскада по постоянному току.

2. У схемы на рис. 1.1,*б* малый диапазон изменения входного напряжения, равный $2\varphi_Т \approx 50$ мВ, при котором может сохраняться линейный режим каскада,

что справедливо при большом значении $R_Б$, практически не образующем ООС по переменному напряжению. Эта схема широко применяется для УВЧ именно по причине отсутствия ООС, снижающей усиление.

3. Схему (рис. 1.1,*г*) целесообразно использовать в МШУ, так как в цепи базы резисторы, вносящие шум, могут отсутствовать (например, при усилении сигналов индуктивных датчиков).

4. Рассчитанные сопротивления $R_К$, $R_Б$ и $R_Э$ редко удовлетворяют требованиям необходимого коэффициента усиления по напряжению, для чего уменьшают глубину ООС по переменному току включением соответствующих цепей $C_ЭR_{ос}$, $C_{бл}$ на рис. 1.1,*г,д*, 1.3. Если усиление по напряжению оказывается недостаточным из-за большого сопротивления $R_Э$, изменяют глубину ООС по переменному току (элементы $C_ЭR_{ос}$ на рис. 1.1,*г,д*). Емкость конденсатора $C_Э$ выбирается из условия

$$C_э > \frac{2...10}{2\pi f_н(R_{ос} + r_э)}, \qquad (1.11)$$

гарантирующего как отсутствие спада усиления на нижней частоте усиливаемого сигнала, так и отсутствие уменьшения глубины ООС на этих частотах. На конденсаторах не следует экономить.

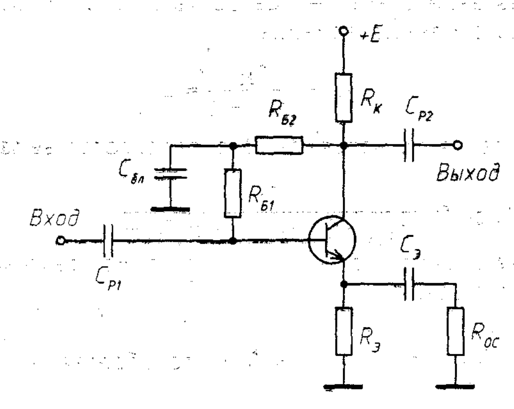


Рис. 1.3. Усилитель с ОЭ и уменьшенной глубиной ООС по переменному напряжению и току

Емкость конденсатора $C_{бл}$ рассчитывается исходя из сопротивлений $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$:

$$C_{бл} > \frac{1}{2\pi f_н(R_{Б1} \parallel R_{Б2})}.$$

При этом образуется ФВЧ 1-го порядка с граничной частотой $f_н$.

5. Резюмируя все сказанное, заметим, что все параметры оказываются взаимосвязанными и редко расчет удается с первого раза. Если исходные требования оказываются трудновыполнимыми, следует использовать двухкаскадные схемы или применить ОУ.

1.1.2. Схема с общей базой

В каскаде с ОБ транзистор управляется сигналом, который подается между эмиттером и базой. База по переменному току заземлена. На рис. 1.4 приведена схема каскада с ОБ, предназначенная для усиления сигналов, поступающих с кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом. Здесь и далее в схемах с номиналами условные обозначения имеют, в основном, те элементы, которые упоминаются в тексте.

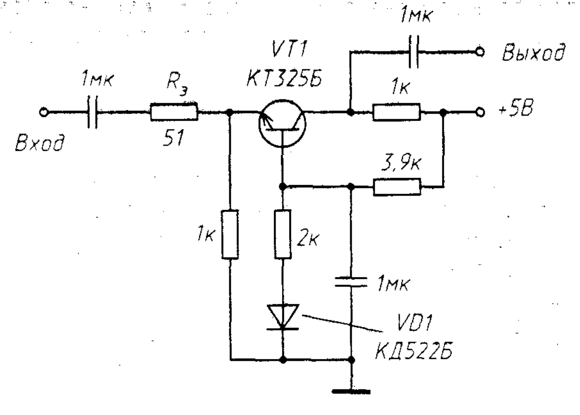


Рис. 1.4. Каскад усиления с ОБ, имеющий $f_н$ = 2,2 кГц, $f_в$ = 22 МГц, K_U = 12

Так как ток эмиттера $I_Э = I_К + I_Б$ больше выходного, то усиления тока в каскаде с ОБ нет (другое название схемы — повторитель тока). Коэффициент усиления по току всегда немного меньше единицы:

$$K_{I\,ОБ} = \frac{h_{21Э}}{h_{21Э}+1} \approx 1\,.$$

Коэффициент усиления по напряжению определяется выражением

$$K_{U\,ОБ} = \frac{h_{21Э}}{(h_{21Э}+1)(R_Э + R_i + \varphi_T I_Э) + r_Б}, \qquad (1.12)$$

то есть каскад с ОБ не инвертирует входной сигнал. На практике часто пользуются более простыми соотношениями:

$$K_{U\,ОБ} \approx \frac{I_К R_К}{\varphi_T} \text{ при } R_i = R_Э = 0 \text{ и пренебрегая } r_Б; \qquad (1.13)$$

$$K_{U\,ОБ} \approx \frac{R_К}{R_i + R_Э} \text{ при достаточно больших } R_i + R_Э. \qquad (1.14)$$

Входное и выходное сопротивление каскада с ОБ:

$$R_{вх} = \frac{R_Э + r_Э + r_Б}{h_{21Э}+1}; \qquad (1.15)$$

$$R_{вых} = \left(\frac{h_{21Э} r_К}{h_{21Э}+1} + r_Э + R_i + R_Э\right) \| R_К\,. \qquad (1.16)$$

Для каскадов с ОБ можно использовать те же самые схемы смещения, что и для каскада ОЭ (рис. 1.1,*б*,*в*,г,д), но с цепью базы, заземленной по переменному току.

Замечания

1. Без резистора $R_Э$ входное сопротивление каскада с ОБ мало (примерно в $h_{21Э}$ раз меньше, чем в каскаде с ОЭ) и соответствует выходному сопротивлению

каскада с ОК, который будет рассмотрен ниже. Из-за малого входного сопротивления схема с ОБ на низких частотах применяется редко.

2. В каскаде с ОБ, являющимся повторителем тока, усиление напряжения происходит только тогда, когда каскад работает от источника сигнала с выходным сопротивлением $R_i < R_К \| R_Н$, где $R_Н$ — сопротивление нагрузки каскада.

3. В области ВЧ каскад с ОБ может иметь некоторые преимущества перед схемой с ОЭ (см. раздел 8.1).

1.1.3. Схемы с общим коллектором

Схемы каскадов с ОК приведены на рис. 1.5. Другие названия каскада — эмиттерный повторитель или повторитель напряжения.

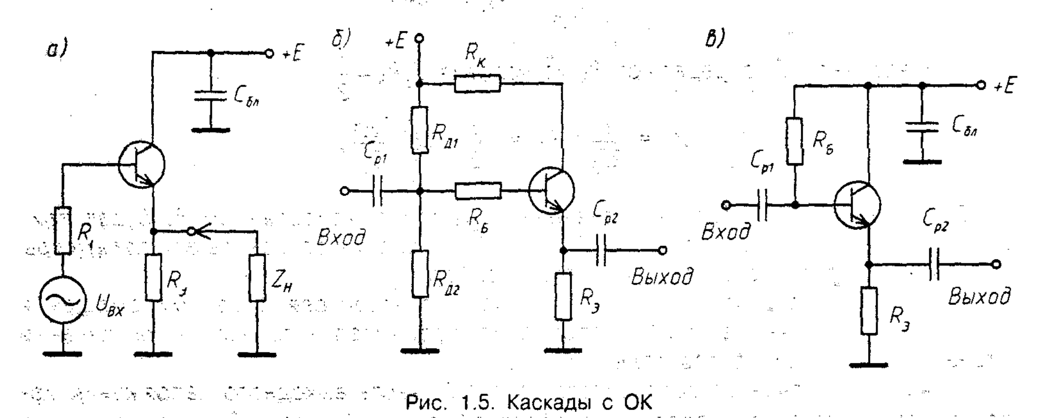


Рис. 1.5. Каскады с ОК

Коллектор заземляется по сигналу через блокировочный конденсатор $C_{бл}$ или источник питания, имеющий низкое внутреннее сопротивление. Каскад используется для усиления по току, так как имеет относительно высокое входное и низкое выходное сопротивление:

$$K_{I\,ОК} = h_{21Э} + 1 >> 1;$$

$$R_{вх} = R_Б + (h_{21Э} + 1)(r_Э + R_Э \| R_Н) + r_Б; \quad (1.17)$$

$$R_{вых} = (R_Э \| R_Н) \| \left(\frac{R_i + R_Б}{h_{21Э} + 1} + \frac{\varphi_Т}{I_Э}\right). \quad (1.18)$$

Каскад с ОК не усиливает и не инвертирует напряжение входного сигнала (всегда $K_{U\,ОК} < 1$):

$$K_{U\,ОК} = \frac{(h_{21Э} + 1)(R_Э \| R_Н)}{R_i + R_Б + r_Б + (h_{21Э} + 1)(R_Э \| R_Н + r_Э)}. \quad (1.19)$$

Если пренебречь $r_Б$ и $R_i = R_Б = 0$, то выражение (1.19) можно преобразовать:

$$K_{U\,ОК} = \frac{S(R_Э \| R_Н)}{1 + S(R_Э \| R_Н)} \quad (1.20)$$

Цепи смещения можно построить по схемам (рис. 1.1,г,д), при этом обычно $R_К = 0$; в схеме (рис. 1.1,д) следует взять $U_Б = \frac{E}{2}$ и $R_Б = 0$ (рис. 1.5,б). При входных сигналах $U_{вх} < U_{БЭ} = 0{,}6$ В резистор $R_{д2}$ в схеме эмиттерного повторителя с цепями смещения (рис. 1.1,д) может отсутствовать (рис. 1.5,в). Необходимое смещение в этом случае задается базовым током, а сопротивление $R_{д1}$ может иметь большие значения, порядка собственного $R_{вх}$ повторителя. В результате практически устраняется влияние цепей смещения на входное сопротивление всей схемы повторителя.

При этом

$$E - \frac{I_Э R_Б}{h_{21Э}} = I_Э R_Э + 0{,}6 .$$

При заданном $I_Э$ определяют $R_Э$ из условия $I_Э R_Э \approx \frac{E}{2}$:

$$R_Э = \frac{E}{2I_Э};\ R_Б = \left(\frac{E}{2} - 0{,}6\right)\frac{h_{21Э}}{I_Э}.$$

В схеме рис. 1.5,в различие значений $h_{21Э}$ при фиксированном $R_Б$ будет приводить к разбросу параметров $I_Э$, $U_Э$ и $U_Б$. При желании сохранить эти параметры одинаковыми в производстве требуется подбор $R_Б$.

Аналогичный подход возможен и в схеме повторителя с цепями смещения рис. 1.1,г, где можно выбрать напряжение положительного источника питания равным 0 (при этом, естественно, $R_К = 0$).

У схемы эмиттерного повторителя (рис. 1.6) часть выходного напряжения используется в качестве напряжения обратной связи. Емкость $C_{ос}$ предназначена для стабилизации переменного напряжения в средней точке делителя $U_д$, которое должно равняться выходному ($U_д = U_{вых}$). Для этого сопротивление $R_Б \geq \frac{h_{21Э}\varphi_T}{I_Э}$ включено параллельно с входным сопротивлением транзистора $\frac{h_{21Э}\varphi_T}{I_Э}$, так что входное сопротивление

$$R_{вх} = h_{21Э}\left(R_Э + \frac{\varphi_T}{I_Э}\right) \approx h_{21Э}R_Э . \qquad (1.21)$$

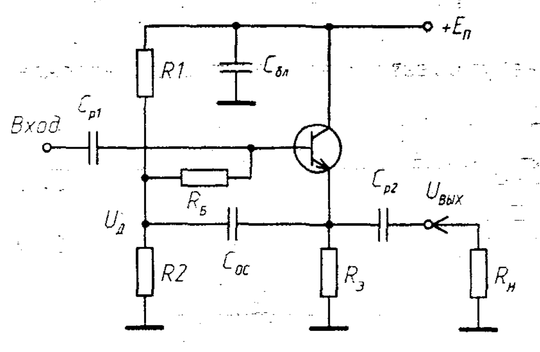


Рис. 1.6. Эмиттерный повторитель с высоким входным сопротивлением

Цепь $R1 \parallel R2$ и $C_{ос}$ включена параллельно $R_э$, образуя сопротивление нагрузки. От нижней граничной частоты $f_н$ цепи обратной связи зависит емкость $C_{ос}$:

$$C_{ос} = \frac{1}{2\pi f_н (R1 \parallel R2)} \tag{1.22}$$

Таким образом, в схеме (рис. 1.6) устраняется влияние делителя $R1R2$ на входное сопротивление каскада.

Замечания

1. При малых входных переменных напряжениях благодаря низкому выходному сопротивлению повторителя $R_{вых}$ к нему можно подключать низкоомную нагрузку $R_н \le R_{вых}$. При этом амплитуда входного сигнала ограничена значением

$$U_{вх\,а} = \frac{R_э \parallel R_н}{R_э} U_{Rэ},$$

где $U_{Rэ}$ — падение напряжения на эмиттерном резисторе, В.

2. Для получения максимальной амплитуды выходного сигнала падение напряжения на эмиттерном резисторе выбирается равным $U_{Rэ} = \frac{E}{2}$ (для схемы с однополярным питанием). В этом случае величина $R_э$ связана также с сопротивлением нагрузки: $R_н > R_э$.

3. С особой осторожностью следует относиться к использованию эмиттерных повторителей для усиления ВЧ и импульсных сигналов, в особенности с амплитудой $U_{вх\,а} > U_{Бэ} = 0{,}6$ В. Ограничения на параметры входного сигнала и БТ, а также на режим последнего по постоянному току изложены в п. 8.1.3.

1.2. Полевые транзисторы

Каскады на ПТ применяют в тех случаях, когда требуется получить особо высокое входное сопротивление, определяемое токами утечки и емкостями затвор-исток, затвор-сток, а в приборах с изолированным затвором — затвор-подложка. Теоретически для малых сигналов коэффициент усиления по мощности $K_P = K_U K_I$ может достигать 10^5 на один каскад при реально достижимом входном сопротивлении 100...200 МОм.

По аналогии с биполярными полевые транзисторы в усилительных схемах могут включаться тремя способами: с ОИ, ОЗ и ОС.

Классификация ПТ приведена в табл. 1.1.

1.2.1. Схемы с общим истоком

Каскады с ОИ чаще всего применяются на практике, так как обладают наибольшим коэффициентом усиления по мощности (рис. 1.7).

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{U\,ОИ} = \frac{S_р r_{СИ} R_С}{r_{СИ} + R_С + (S_р r_{СИ} + 1) R_И}, \tag{1.23}$$

где $S_р$ — крутизна усиления на рабочем участке входной ВАХ ПТ, А/В;

Типы и структуры полевых транзисторов

Схемное обозначение	Входная характеристика	Выходная характеристика	Структура	Типы ПТ
			С управляющим p-n переходом и каналом p-типа (FET, JFET)	КП103, КП201, КП402А, КР504НТ1-4, КП103Е1Р, КП103Л1Р
			С управляющим p-n переходом и каналом n-типа (FET, JFET)	КП202, КП302, КП303, КП307, КП308, КП312, КП314, КП320, КП323, КП329, 2П333, КП341, КП342, КП346А9-Б9, КП364, КП403А, КП601, КП801, 2П802, КП903, 2П914, КПС104, КПС202, КПС315, КПС316, 2П337АР, 2П338АР1
			Со структурой МДП и встроенным каналом n-типа	КП305, КП313, 2П310
			Со структурой МДП и индуцированным каналом p-типа	КП301, КП304
			Со структурой МДП и индуцированным каналом n-типа (MOS, MOS-FET)	КП(2П)701, 702, 704, 705, 707, 802, 804, 901, 902, 904, 905,907-909, 911-913, 918, 920-923, 926, 928, 931-934, 936, 938, 941, 946, 948
			Тетрод с каналом n-типа	КП306, КП350, КП327
			С барьером Шоттки (SBGT)	АП320, АП321, АП324, АП325, АП326, 3П602, 3П603, АП610, 3П915, АП328, 3П330, 3П331, 3П339, 3П604, 3П910

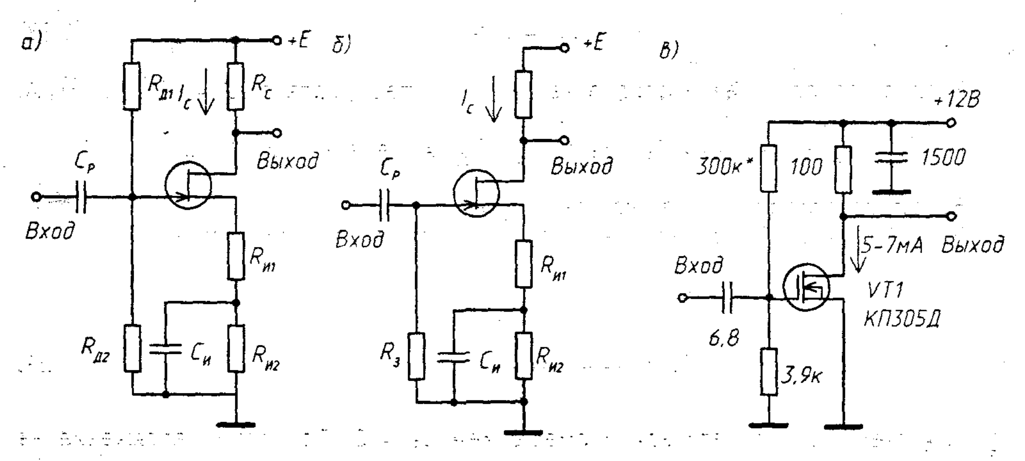


Рис. 1.7. Каскады усиления на ПТ с ОИ:
а — с входным делителем; б — с автосмещением; в — с входным делителем для МДП-транзистора с каналом n-типа

$r_{СИ}$ — дифференциальное выходное сопротивление стока (дифференциальное сопротивление канала), Ом;

$R_И \approx R_{И1}$.

Крутизна $S_р$ при рабочем токе стока $I_С$ равна

$$S_р = \frac{2I_{С\,н}}{U_{отс}} \sqrt{\frac{I_С}{I_{С\,н}}}, \tag{1.24}$$

где $I_{С\,н}$ — начальный ток стока при $U_{зи} = 0$, А;

$U_{отс}$ — напряжение отсечки, при котором $I_С = 0$ (практически $I_С = 10$ мкА);

$I_{С\,н}$ и $U_{отс}$ — справочные параметры.

Дифференциальное сопротивление канала определяется:

$$r_{СИ} = \frac{U^2_{отс}}{2I_{С\,н}(U_{отс} - U_{ЗИ} - U_{СИ})}, \tag{1.25}$$

$r_{СИ} = \dfrac{1}{S_р}$ — в области насыщения (не путать с насыщением БТ!).

Здесь $U_{ЗИ}$, $U_{СИ}$ напряжения затвор-исток, сток-исток, В.

Для усилительных схем рабочей является пологая область выходных ВАХ. Практически $r_{СИ}$ может составлять от десятков килоом до нескольких мегаом [1.4], поэтому в формуле для коэффициента усиления по напряжению им пренебрегают:

$$K_{U\,ОИ} = -\frac{S_р R_С}{1 + S_р R_И}. \tag{1.26}$$

Максимальное усиление получается при $R_{И1} = 0$:

$$K_U = S_р R_С = -\frac{2I_С R_С}{U_{отс}} \sqrt{\frac{I_{С\,н}}{I_С}} = \frac{2U_С}{U_{отс}} \sqrt{\frac{I_{С\,н}}{I_С}}, \tag{1.27}$$

где $U_С = I_С R_С$ — напряжение на стоковом резисторе.

В другом предельном случае, когда $R_С \parallel R_Н \to \infty$, коэффициент усиления достигает предельной величины:

$$K_{U\ \text{ОИ}\ max} = S_p r_{\text{СИ}}. \qquad (1.28)$$

Входное сопротивление определяется током утечки затвора $I_З = 10^{-9}...10^{-12}$, А:

$$R_{\text{вх}} = R_З \parallel \frac{U_{\text{вх}}}{I_З} \approx R_З;\ (R_З = R_{\text{д1}} \parallel R_{\text{д1}} \text{ в схеме на рис. 1.7,}а).$$

Выходное сопротивление каскада $R_{\text{вых}} = r_{\text{СИ}} \parallel R_С \approx R_С$.

Режим каскада ОИ определяется сопротивлением в цепи истока:

$$R_И = \frac{U_{\text{отс}}\left(1 - \sqrt{\frac{I_С}{I_{С\,н}}}\right)}{I_С} + \frac{U_З}{I_С}. \qquad (1.29)$$

Для схемы с автоматическим смещением $U_З = 0$. При этом напряжение на истоке

$$U_И = U_{\text{отс}}\left(1 - \sqrt{\frac{I_С}{I_{С\,н}}}\right). \qquad (1.30)$$

Напряжение $U_{\text{СИ}}$ и напряжение питания не могут быть выбраны произвольно:

$$U_{\text{СИ}} \geq U_{\text{отс}} - U_{\text{ЗИ}},\ E = I_С R_С + U_{\text{СИ}} + U_И, \qquad (1.31)$$

то есть, в отличие от биполярного транзистора, ПТ не может усиливать сигнал при нулевом напряжении сток-затвор (у БТ усиление возможно при $U_{\text{КБ}} = 0$). Анализ выражения (1.25) потверждает изложенное, так как при малом значении $r_{\text{СИ}}$ не удается получить $|K_{U\ \text{ОИ}}| > 1$.

Емкость блокировочного конденсатора в цепи истока ПТ (рис. 1.7,*а*,*б*) определяется по формуле, аналогичной (1.12):

$$C_И > \frac{(2...10)}{\pi f_н\left(R_{И1} + \frac{1}{S_p}\right)} \qquad (1.32)$$

1.2.2. Схемы с общим стоком

Схемы каскадов с ОС приведены на рис. 1.8. Другое название каскада — истоковый повторитель. Коэффициент усиления по напряжению каскада с ОС всегда меньше единицы ($K_{U\ \text{ОС}} = 0{,}7...0{,}9$):

$$K_{U\ \text{ОС}} = \frac{R_З}{R_i + R_З}\frac{S_p R_И \parallel R_н}{1 + S_p R_И \parallel R_н} \approx \frac{S_p R_И \parallel R_н}{1 + S_p R_И \parallel R_н}. \qquad (1.33)$$

Входное сопротивление каскада с ОС

$$R_{\text{вх ОС}} = \left[\left(1 + \frac{S_p R_И r_{\text{СИ}}}{R_И + r_{\text{СИ}}}\right) R_{\text{ЗИ}} + R_{\text{ЗС}}\right] \parallel R_З \approx R_З, \qquad (1.34)$$

где $R_{\text{ЗИ}}$, $R_{\text{ЗС}}$ находятся в пределах $10^8...10^{10}$ Ом — сопротивления обратносмещенных p-n переходов, что необходимо учитывать лишь при построении усилителей

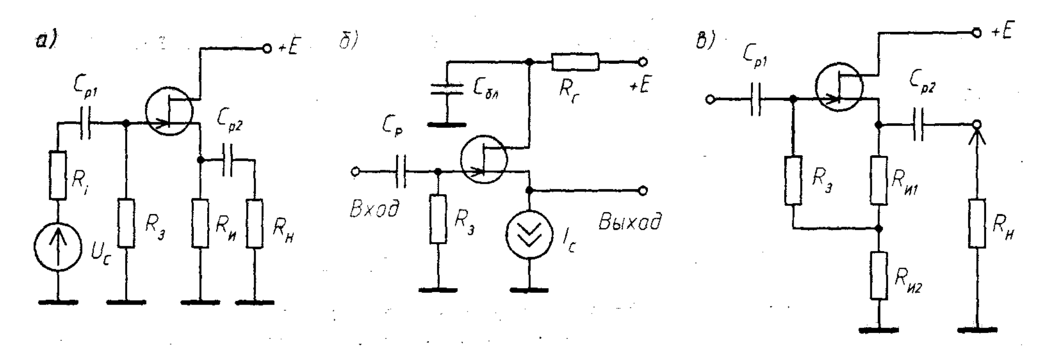


Рис. 1.8. Схемы каскадов с ОС, в которых для задания режима используются:
а — автоматическое смещение; *б* — генератор стабильного тока; *в* — следящая обратная связь

со сверхвысоким входным сопротивлением [1.4]. Выходное сопротивление каскада с ОС

$$R_{\text{вых ОС}} = R_{\text{И}} \,\|\, r_{\text{СИ}} \,\|\, \frac{1}{S_{\text{р}}} \approx \frac{1}{S_{\text{р}}} = \frac{U_{\text{отс}}}{2\sqrt{I_{\text{С н}} I_{\text{С}}}} \,. \qquad (1.35)$$

Таким образом, повторитель напряжения на ПТ с ОС имеет меньший по сравнению с эмиттерным повторителем коэффициент передачи по напряжению. Кроме того, из-за меньшей крутизны $S_{\text{р}}$ значительно большим оказывается выходное сопротивление.

В тех случаях, когда требуется повысить входное сопротивление каскада, а сделать это простым увеличением $R_{\text{З}}$ невозможно из-за влияния токов затвора ПТ, применяется схема истокового повторителя со следящей обратной связью (рис. 1.8,*в*), входное сопротивление которого равно

$$R_{\text{вх}} \approx R_{\text{З}} \frac{1 + S_{\text{р}} R_{\text{Н}}}{1 + \dfrac{R_{\text{И1}} S_{\text{р}} R_{\text{Н}}}{R_{\text{И1}} + R_{\text{И2}}}} \,. \qquad (1.36)$$

В зависимости от точки подключения резистора $R_{\text{З}}$ входное сопротивление повторителя может изменяться в пределах от $R_{\text{вх}} = R_{\text{З}}$ при $R_{\text{И2}} = 0$ до $R_{\text{вх}} = R_{\text{З}}\,(1 + S_{\text{р}}\,[(R_{\text{И1}} + R_{\text{И2}}) \,\|\, R_{\text{Н}}])$ при $R_{\text{И1}} = 0$. Последний случай имеет место при соединении резистора $R_{\text{З}}$ с истоком ПТ и соответствует наибольшему значению входного сопротивления.

1.2.3. Схема с общим затвором

Схема с ОЗ применяется очень редко, так как здесь теряется основное преимущество схем на ПТ — высокое входное сопротивление. Основная область применения каскадов с ОЗ — ВЧ усилители с большим ДД (рис.8.24,*б*; рис.8.29). Для цепей смещения каскадов с ОЗ применимы те же схемы, что и для ОИ, ОС, но с заземленным по переменному току затвором.

Коэффициент усиления по напряжению каскада можно оценить по двум выражениям: $K_{U\,\text{ОЗ}} = S_{\text{р}} R_{\text{С}}$; при малом сопротивлении источника сигнала $K_{U\,\text{ОС}} = \dfrac{R_{\text{С}}}{R_i + R_{\text{И}}}$.

Из двух вычисленных значений для оценки следует взять меньшее.

Входное сопротивление $R_{вх\,03} \approx \frac{1}{S_р}$. Выходное сопротивление (по аналогии с каскадом с ОБ):

$$R_{вых\,03} \approx \left(r_{ЗИ} + \frac{1}{S_р} + R_i\right) \| R_С \qquad (1.37)$$

1.2.4. Влияние разброса параметров ПТ на стабильность рабочей точки

Наибольшей проблемой, иногда ограничивающей применение ПТ, является значительный разброс параметров, имеющий даже в пределах одной группы величину до 200%. Другая проблема — температурный дрейф этих параметров. Подробный анализ температурных влияний рассмотрен в [1.4—1.6]. Следует отметить, что существуют оптимальные ток стока и соответствующее ему напряжение затвор-исток, при которых температурный дрейф каскада минимален [1.6]:

$$I_{С\,опт} = I_{С\,н}\left(\frac{0{,}66}{U_{отс}}\right)^2 \approx \frac{0{,}4 I_{С\,н}}{U_{отс}^2} \approx 100\ldots600 \text{ мкА};$$

$$U_{ЗИ\,опт} = U_{отс} - 0{,}66,$$

то есть оптимальное напряжение затвор-исток, В, меньше напряжения отсечки, В, на определенную величину 0,66 В, одинаковую для всех типов кремниевых ПТ. Этот факт для практики имеет не слишком большое значение, так как определить $U_{ЗИ\,опт}$ у ПТ при разбросе $U_{отс}$ 200% можно либо предварительным отбором, либо подстройкой $R_И$ или $I_С$ в схемах на рис. 1.7,*а*,*б*; 1.8,*а* и 1.8,*б* соответственно. Крутизна, мА/В, ПТ при оптимальном токе стока $S_{опт} = \frac{I_{С\,опт}}{0{,}32}$. Для схемы с автоматическим смещением оптимальное сопротивление в цепи истока будет равно [1.4]:

$$R_{И\,опт} = \frac{(U_{отс} - 0{,}56)\left(\frac{U_{отс}}{0{,}56}\right)^2}{I_{С\,н}}$$

С точки зрения стабильности параметров наилучшей будет схема с ГСТ в цепи истока ПТ, позволяющая практически полностью исключить изменение крутизны, связанное с дрейфом положения рабочей точки, так как ток стока в каскаде постоянен.

1.3. Составные схемы

1.3.1. Схемы Дарлингтона

В тех случаях, когда усиления по току одного транзистора недостаточно, его можно дополнить еще одним. Полученные схемы Дарлингтона можно представить как транзисторы со следующими входными параметрами (рис. 1.9,*а*,*б*):

— усиление по току $h_{21э} = h_{21э1}h_{21э2}$;

— крутизна $S = \frac{I_К}{\varphi_Т}$.

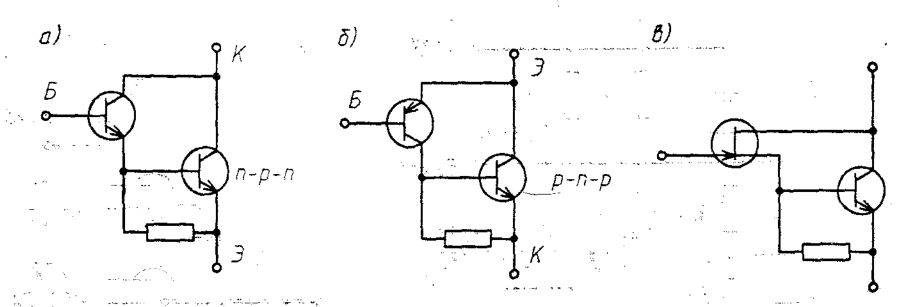


Рис. 1.9. Схемы Дарлингтона:
а — на двух БТ одинаковой структуры; *б* — на двух БТ разной структуры; *в* — на ПТ и БТ

Различными будут входные и выходные сопротивления:

для схемы на рис.1.9,*а* $R_{вх} = \dfrac{2h_{21э1}h_{21э2}\varphi_T}{I_К}$, $R_{вых} = \dfrac{2r_{КЭ2}}{3}$;

для схемы на рис. 1.9,*б* $R_{вх} = \dfrac{h_{21э1}h_{21э2}\varphi_T}{I_К}$, $R_{вых} = \dfrac{r_{КЭ2}}{2}$.

В схеме на рис. 1.9,*в* образуется эквивалентный ПТ со следующими параметрами:

$$S_р \approx S_{р1}h_{21э2};\ r_{ЗИ} \approx \infty;\ r_{СИ} \approx r_{КЭ2}.$$

Недостатком схем Дарлингтона (рис. 1.9,*а*,*б*) являются плохие шумовые свойства за счет большого отличия токов коллекторов первого и второго транзисторов. Общий недостаток всех схем — невысокое быстродействие, которое можно увеличить включением резисторов, ускоряющих запирание *VT2* за счет быстрого снижения потенциала базы. Естественно, что эквивалентное входное сопротивление и усиление по току будут другими (здесь больше подходит расчет схемы двух эмиттерных повторителей). Возможности улучшения частотных свойств схем Дарлингтона будут рассмотрены в главе 8 (см. схему на рис.8.9,*б*).

1.3.2. Каскодные схемы

В каскодах два усилительных элемента включены последовательно и через них протекает одна и та же переменная составляющая выходного тока, образуемого за счет входного сигнала. На входе каскода включен обычный усилительный каскад (ОЭ, ОК, ОИ), на выходе — повторитель тока (ОБ, ОЗ).

Каскоды могут строиться по схемам ОЭ-ОБ (рис. 1.10,*а*), ОИ-ОЗ (рис. 1.10,*б*), ОИ-ОБ (рис. 1.10,*в*), ОЭ-ОЗ (рис. 1.10,*г*,*д*), ОК-ОБ (рис. 1.10,*е*).

Каскодный усилитель ОЭ-ОБ имеет:

усиление по напряжению $K_U \approx -\dfrac{I_э R_К}{\varphi_T} \approx -\dfrac{U_{R_К}}{\varphi_T}$;

входное сопротивление $R_{вх} \approx \dfrac{h_{21э}\varphi_T}{I_э}$;

выходное сопротивление такое же, как у каскада с ОБ.

В таком усилителе входной транзистор *VT1* работает по схеме с ОЭ и имеет коэффициент усиления по напряжению, близкий к –1, транзистор *VT2* работает

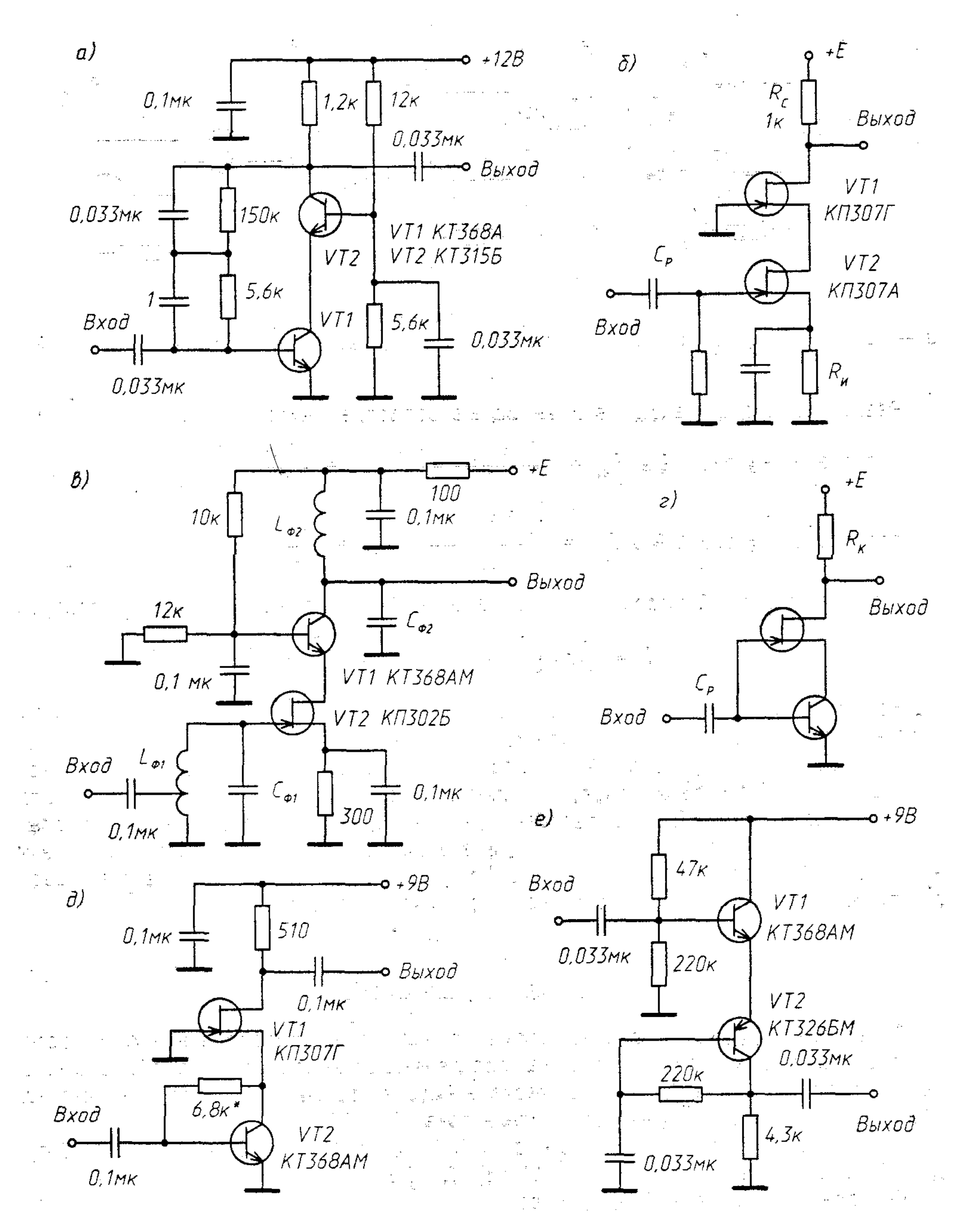


Рис. 1.10. Каскодные схемы: *а* — ОЭ-ОБ; *б* — ОИ-ОЗ; *в* — ОИ-ОБ; г, *д* — ОЭ-ОЗ; *е* — ОК-ОБ

по схеме с ОБ и не влияет на граничную частоту крутизны схемы, поскольку ему вследствие токового управления присуща высокая граничная частота. В результате транзистор *VT2* может иметь худшие частотные характеристики.

Коэффициент усиления каскода по напряжению такого же порядка, что и в каскаде с ОЭ при одинаковых режимах по постоянному току, так как каскад с ОБ, работая от источника тока, практически не усиливает напряжение. Однако предельное значение коэффициента усиления каскода существенно больше, чем

каскада с ОЭ, так как первый из них имеет значительно большее выходное сопротивление. При $R_к \parallel R_н \to \infty$

$$K_{U\,max} = \frac{h_{21Э} r_{К2}}{r_{Б1}' + r_{Э1}(h_{21Э1} + 1)}.$$

В каскодной схеме ОИ-ОЗ (рис. 1.10,*б*) целесообразно применять ПТ с разными напряжениями отсечки и начальными токами стока. В противном случае для цепи затвора выходного ПТ необходим резистивный делитель и блокировочный конденсатор (по аналогии с каскодом ОЭ-ОБ).

Схема ОИ-ОБ применима при больших напряжениях питания, так как максимально допустимое напряжение $U_{СИ}$ у ПТ, как правило, невелико.

Схемы ОЭ-ОЗ (рис. 1.10,*г,д*) имеют все достоинства каскодных схем и в этом сочетании сохраняют высокий коэффициент усиления, присущий схемам с ОЭ и отсутствие цепей смещения у ПТ в повторителе тока. ПТ в каскоде ОЭ-ОЗ не может быть выбран произвольно, то есть $I_Э < I_{С\,н}$.

ВЧ параметры и варианты каскодных схем будут рассмотрены в п. 8.1.4.

2. ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

2.1. Общие положения

Чаще всего шумовые свойства усилителей характеризуются коэффициентом шума, который определяется на заданной частоте входного сигнала при одинаковых температурных условиях на входе и выходе каскада как отношение полной мощности шумов на выходе к части, создаваемой за счет их усиления. Другое представление коэффициента шума — результат деления отношения мощности сигнала к мощности шума на входе усилителя на отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе:

$$F = \frac{P_{С\,вх}/P_{Ш\,вх}}{P_{С\,вых}/P_{Ш\,вых}} = \frac{P_{Ш\,вых}}{K_P P_{Ш\,вх}}, \quad (2.1)$$

где $K_P = K_U^2 = \dfrac{P_{С\,вых}}{P_{С\,вх}}$ — коэффициент усиления по мощности.

Заметим, что мощности шумов могут быть заменены на среднеквадратичные шумовые напряжения:

$$F = \frac{\overline{U^2_{Ш\,вых}}}{K_U^2 \overline{U^2_{Ш\,вх}}}. \quad (2.2)$$

Величина температуры T_i сопротивления источника сигнала R_i в процессе определения коэффициента шума F обычно равна комнатной (T_0 = 300 К). В случае, если она отличается от T_0, новая величина коэффициента шума равна

$$F' = 1 + \frac{(F-1)T_0}{T_i}. \quad (2.3)$$

Величину F часто выражают в относительных единицах (для расчёта коэффициента шума многокаскадных усилителей) или в децибелах (при сравнении шумов отдельных каскадов), причем $F_{дБ} = 10\lg F$.

Коэффициент шума достаточно просто связан с чувствительностью усилителя при заданном отношении действующих значений напряжений сигнала и шума на выходе усилителя (усилительного каскада) $N_Ш$:

$$U_{С\,min\,вх} = U_{Ш\,вх} N_Ш \sqrt{F}. \quad (2.4)$$

Здесь $U_{Ш\,вх}$ — входное напряжение шумов, В, обусловленное сопротивлением источника сигнала R_i, Ом, и вычисляемое по формуле Найквиста:

$$U_{Ш\,вх} = \sqrt{4kTR_i\Delta f}, \quad (2.5)$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1{,}38\cdot10^{-23}$ Дж/К;
T — температура сопротивления, К;
Δf — шумовая полоса усилителя, Гц.

Для многокаскадного усилителя коэффициент шума при полном межкаскадном согласовании и равенстве шумовых полос всех каскадов ($\Delta f_1 = \Delta f_2 = \ldots = \Delta f_n$):

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{P1}} + \frac{F_3 - 1}{K_{P1}K_{P2}} + \ldots + \frac{F_n - 1}{K_{P1}K_{P2}\ldots K_{P(n-1)}}.$$

При наличии рассогласования между каскадами необходимо учитывать соответствующий коэффициент, представляющий собой отношение мощности полезного сигнала, фактически поступающей на вход каскада, к наибольшей мощности этого сигнала, которая может быть подана на вход каскада при полном его согласовании с входной цепью (коэффициенты q_1, q_2, ... q_n):

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{P1}}\frac{q_2}{q_1} + \frac{F_3 - 1}{K_{P1}K_{P2}}\frac{q_3}{q_1} + \ldots + \frac{F_n - 1}{K_{P1}K_{P2}\ldots K_{P(n-1)}}\frac{q_n}{q_1}.$$

Очевидно, что основным источником шумов в многокаскадном усилителе является первый каскад, а влияние шумов последующих каскадов на общий коэффициент шума ослабляется в соответствии с величиной коэффициента усиления по мощности предыдущих каскадов. Кроме того, влияние последующих каскадов зависит от их входных сопротивлений $R_{вх}$ и выходных сопротивлений предшествующих каскадов $R_{вых} = R$, то есть выбором режима $R_{вых\ n} = R_i = R_{вх(n+1)}$ можно снизить влияние второго и третьего каскадов на общий коэффициент шума. На практике достаточно учитывать шумы двух первых каскадов.

Кроме коэффициента шума, в литературе встречается очень большое число производных терминов и целый ряд шумовых показателей, связь которых с коэффициентом шума рассмотрена в [2.1]. Приведем наиболее часто встречающиеся из них.

1. *Дополнительный или избыточный коэффициент шума* показывает, во сколько раз мощность шума исследуемого каскада больше мощности источника сигнала:

$$F_{доп} = F - 1.$$

2. *Усредненный или интегральный коэффициент шума* применяется для оценки шума в широкополосных каскадах усиления и является коэффициентом шума, взятым в широкой полосе частот:

$$\bar{F} = \frac{\int_0^\infty F(f)K_p(f)df}{\int_0^\infty K_p(f)df}. \quad (2.6)$$

Этот коэффициент определяется, помимо полосы частот, еще и частотной зависимостью коэффициента усиления по мощности $K_P(f)$.

3. *Минимальный коэффициент шума* существует при оптимальном сопротивлении источника сигнала $R_i = R_{i\ опт}$.

4. *Эквивалентная (или эффективная) шумовая температура*, приведенная ко входу усилителя обычно используется в параметрических устройствах СВЧ и молекулярной электронике. Связь шумовой температуры с коэффициентом шума определяется соотношением

$$T_э = (F - 1)T_0.$$

Соотношение между $T_э$ и F при T_0 = 300 К приведено в табл. 2.1.

Таблица 2.1

F	1	3	5	7	10	30	50	70	100
F, дБ	0	4,8	7	8,4	10	14,8	17	18,4	20
$T_э$, К	0	600	1200	1800	2700	8700	14700	20700	29700

Шумовая температура может быть определена как температура равномерно нагретого активного сопротивления, включенного на входе бесшумного (идеального) усилителя и равного его входному сопротивлению, до которой требуется нагреть это сопротивление, чтобы получить на выходе усилителя те же шумы, которые существуют в реальных условиях.

Таким образом, это понятие является еще более искусственным, чем коэффициент шума; его использование целесообразно для очень малошумящих устройств, а также для сравнения шумовой температуры малошумящего приемника с шумовыми температурами антенны и неба.

Отношение $\frac{T_э}{T_0}$ представляет собой относительную шумовую температуру:

$$n = \frac{T_э}{T_0} = F - 1.$$

При каскадном соединении общая шумовая температура равна

$$T_{об} = T_1 + \frac{T_2}{K_{P1}} + \frac{T_3}{K_{P1}K_{P2}} + \dots,$$

где T_1, T_2, T_3 — шумовые температуры отдельных каскадов.

5. *Эквивалентное шумовое сопротивление* $R_Ш$, включенное на входе цепи, тепловые шумы которого эквивалентны шумам усилителя:

$$R_Ш = R_{вх}(F - 1), \tag{2.7}$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление каскада, Ом.

Методика измерения $R_Ш$ для ПТ изложена ниже (п. 2.3.3).

6. *Шумовая мощность* — параметр, используемый в технике проводной связи и представляющий собой уровень приведенной ко входу эквивалентной мощности шумов:

$$P_{Ш\,вх} = \frac{P_{Ш\,вых}}{K_P}.$$

7. *Отношение сигнал/шум*, представляющее собой отношение номинальных мощностей сигнала и шума или квадратов напряжений сигнала и шума на выходе схемы в конкретных рабочих условиях:

$$\left(\frac{U_С}{U_Ш}\right)_{вых} = \left(\frac{U_С}{U_Ш}\right)_{вх}\frac{1}{\sqrt{F}}. \tag{2.8}$$

Этот показатель применяется в звуковой схемотехнике, в системах радиосвязи при анализе помехоустойчивости, а также в случае реактивного сопротивления источника сигнала.

8. *Интенсивность шума* представляет собой абсолютную величину собственного шума усилительного каскада:

$$h = \frac{U_{Ш}^2}{4R_{Ш}\Delta f}.$$

Интенсивность шума, как и F, и $K_р$, зависит от R_i. Для многокаскадного усилителя

$$h = h_1 + \frac{h_2}{K_{P1}} + \frac{h_3}{K_{P1}K_{P2}} + \ldots,$$

где h_1, h_2, h_3 — интенсивности шума отдельных каскадов.

Следует заметить, что знание F еще не определяет полностью шумовых свойств усилителя, так как необходимо учитывать условия (величину R_i, режим работы и др.), в которых была получена величина F. Отличия условий измерений не позволяют непосредственно использовать справочную величину коэффициента шума. Пренебрежение, в частности, различием реального сопротивления источника сигнала и используемого при измерении справочной величины F может привести к значительным ошибкам в выборе транзистора.

Но, несмотря на это, из всего многообразия различных показателей шума понятие коэффициента шума в большинстве случаев употребляется наиболее часто, так как позволяет легко сравнивать шумовые свойства различных усилителей при условии, что известно сопротивление источника сигнала.

Когда важна абсолютная величина уровня шума, приводимые зависимости коэффициента шума от сопротивления источника сигнала и других параметров не позволяют сразу выбрать оптимальные условия, поскольку коэффициент шума является относительной величиной. В таком случае используется метод оценки шумовых свойств транзисторов с помощью эквивалентных шумовых напряжения и тока.

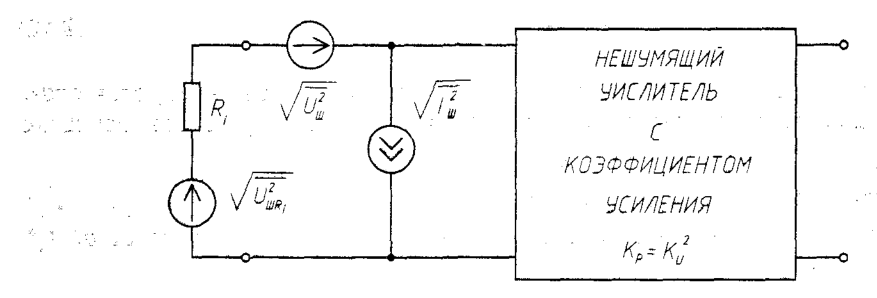


Рис. 2.1. Эквивалентная схема, представляющая шумы усилителя с помощью генераторов эквивалентных шумовых напряжения и тока

Сущность способа сводится к представлению реального усилительного каскада на транзисторе эквивалентной схемой, содержащей генератор эквивалентного шумового напряжения $U_{Шэ} = \sqrt{\overline{U_{Ш}^2}}$, включенный последовательно с входом, и генератор эквивалентного шумового тока $I_{Шэ} = \sqrt{\overline{I_{Ш}^2}}$, включенный параллельно входу (рис. 2.1). Эти параметры, являясь собственными характеристиками транзистора, не зависят от условий на входе. С их помощью можно определить абсолютный уровень шума транзисторного усилителя при любом сопротивлении источника сигнала. Например, если эквивалентные шумовые напряжение и ток

некоррелированы (не зависят друг от друга), то выражение для оценки выходного шумового напряжения имеет вид

$$\overline{U^2_{\text{Ш вых}}} = (\overline{U^2_{\text{Ш}}} + \overline{I^2_{\text{Ш}}}R^2_i + \overline{U^2_{\text{ШR}_i}})K^2_U . \qquad (2.9)$$

В соответствии с (2.2) коэффициент шума для рис.2.1 принимает следующий вид:

$$F = \frac{\overline{U^2_{\text{Ш вых}}}}{\overline{U^2_{\text{ШR}_i}}K^2_U},$$

а с учетом выражений (2.5), (2.9)

$$F = \frac{4kTR_i\Delta f + \overline{U^2_{\text{Ш}}} + \overline{I^2_{\text{Ш}}}R^2_i}{4kTR_i\Delta f}, \qquad (2.10)$$

то есть эквивалентные шумовые параметры позволяют также определять коэффициент шума при любом сопротивлении источника сигнала.

Оптимальное сопротивление источника сигнала $R_{i\,\text{опт}}$, при котором коэффициент шума имеет минимальную для данного режима смещения величину $F_{\min}$, определяется выражением:

$$R_{i\,\text{опт}} = \sqrt{\frac{\overline{U^2_{\text{Ш}}}}{\overline{I^2_{\text{Ш}}}}}. \qquad (2.11)$$

Тогда коэффициент шума

$$F_{\min} = 1 + \frac{\sqrt{\overline{U^2_{\text{Ш}}}\,\overline{I^2_{\text{Ш}}}}}{2kT\Delta f}. \qquad (2.12)$$

Кроме среднеквадратичных напряжения и тока, шумы характеризуются спектральными шумовыми плотностями напряжения $e(f)$ и тока $i(f)$ с размерностью этих величин В/$\sqrt{\text{Гц}}$ и А/$\sqrt{\text{Гц}}$ соответственно.

В качестве измеряемых величин служат эффективные значения $U_{\text{Шэ}}$ и $I_{\text{Шэ}}$, которые получаются путем интегрирования значений спектральных плотностей $e(f)$ и $i(f)$ в полосе частот:

$$U_{\text{Шэ}} = \sqrt{\overline{U^2_{\text{Ш}}}} = \sqrt{\int_{f_\text{н}}^{f_\text{в}} e^2(f)df}; \qquad (2.13)$$

$$I_{\text{Шэ}} = \sqrt{\overline{I^2_{\text{Ш}}}} = \sqrt{\int_{f_\text{н}}^{f_\text{в}} i^2(f)df}. \qquad (2.14)$$

Зависимости $e(f)$ и $i(f)$ наиболее полно характеризуют шумовые параметры транзистора или усилителя в целом и чаще всего применяются на практике (например, для малошумящих ОУ и ПТ).

Интегрирование выражений (2.13) и (2.14) можно заменить численным суммированием шумов узких частотных полос:

$$\int_{f_н}^{f_в} e^2(f)df \approx \sum_{i=1}^{n} e^2(f_i)\Delta f_i,$$

где $f_в - f_н = n\Delta f$ при равных Δf и

$$f_в - f_н = \sum_{i=1}^{n} \Delta f_i = \Delta f_1 + \Delta f_2 + \ldots + \Delta f_n$$

при неравномерном разбиении диапазона $f_в \ldots f_н$.

Основные выводы раздела

1. Коэффициент шума, определяемый при некоторой величине сопротивления источника сигнала, является функцией всех источников шума в транзисторе.

2. Эквивалентные шумовые напряжение и ток, будучи параметрами соответственно короткозамкнутого и разомкнутого со стороны входа транзисторного каскада, в той или иной мере есть функции некоторых отдельных источников шума, а не всех одновременно. Для определения роли различных источников шума в транзисторе и выяснения влияния внешних факторов на шумовые характеристики при лучших физическом понимании и наглядности применяется метод эквивалентных шумовых напряжения и тока.

3. Коэффициент шума зависит от внутреннего полного сопротивления источника сигнала. При минимальном коэффициенте шума комплексное сопротивление источника не может быть согласовано по мощности с входным сопротивлением транзистора. Согласование по шумам не очень критично. Например, изменение активного сопротивления источника в два раза по сравнению с оптимальным значением всего на несколько процентов увеличивает коэффициент шума.

2.2. Источники шумов транзисторов

Основными источниками шумов в транзисторах считаются тепловые шумы, дробовые шумы и фликкер-шумы [2.1—2.5]. Иногда учитываются импульсные шумы [2.5].

2.2.1. Тепловой шум

Тепловые (джонсоновские) шумы порождаются хаотическим тепловым движением свободных электронов в кристаллической решетке вещества, из которого состоит сопротивление. Их уровень не зависит от тока, протекающего через резистор.

Эквивалентная модель резистора R с шумами (рис. 2.2) представляет собой комбинацию резистора R без шумов с последовательно включенным генератором напряжения или параллельно включенным генератором тока шумов с равномерной спектральной плотностью:

$$e^2_{Ш}(f) = 4kTR \text{ или } i^2_{Ш}(f) = \frac{4kT}{R}. \quad (2.15)$$

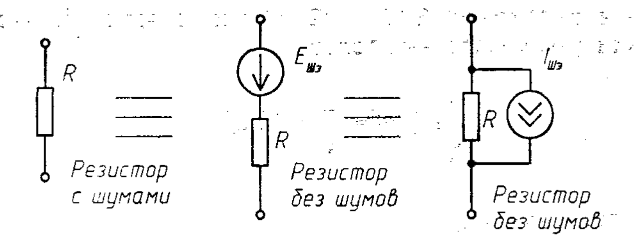


Рис. 2.2. Эквивалентный генератор белого шума резистора

Эффективные значения напряжения $E_{Шэ}$ и тока $I_{Шэ}$ шумов, наблюдаемых в полосе частот Δf, определяются по формулам:

$$E_{Шэ} = \sqrt{4kTR\Delta f}\,; \tag{2.16}$$

$$I_{Шэ} = \sqrt{\frac{4kT}{R}\Delta f}\,. \tag{2.17}$$

Тепловой шум является белым, так как его спектральная плотность не зависит от частоты.

2.2.2. Дробовый шум

Дробовый шум (шум генерации-рекомбинации, шум Шоттки) вызывается прерывистым, имеющим случайный характер, током при прохождении через полупроводниковый переход дискретных порций заряда, переносимых электронами и дырками. Эквивалентная шумовая модель p-n перехода состоит из не создающего шумов p-n перехода и включенного параллельно с ним генератора тока шумов (рис. 2.3) со спектральной плотностью $i_{Ш}^2 = 2qI$, где I — средний ток, протекающий через p-n переход.

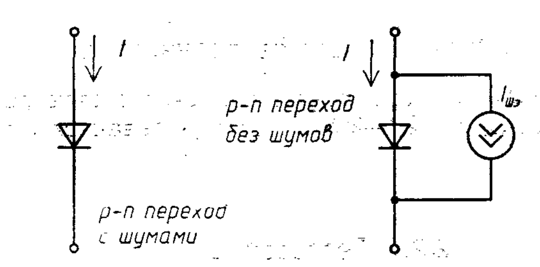


Рис. 2.3. Эквивалентный генератор белого шума полупроводникового перехода

Ток дробовых шумов $I_{Шэ}$, наблюдаемых в полосе частот Δf, определяется выражением

$$I_{Шэ} = \sqrt{2qI\Delta f}\,. \tag{2.18}$$

Дробовый шум также является белым шумом.

2.2.3. Фликкер-шум

Фликкер-шум (шум $\frac{1}{f}$, низкочастотный, мерцательный, избыточный, рекомбинационный шум) наблюдается на низких частотах у БТ, ПТ, диодов и резисторов, где происходит увеличение собственных шумов, физическая природа которых связана с состоянием поверхности переходов полупроводниковых приборов, а также, возможно, с другими явлениями [2.6].

При описании фликкер-шума его чаще всего формально включают в тепловой и дробовый шумы в виде поправок для низких частот:

$$e_{Ш}^{2}(f) = 4kTR\left(1 + \frac{f_{Фе}}{f}\right) \text{ (шум резистора)};$$

$$i_{Ш}^{2}(f) = 2qI\left(1 + \frac{f_{Фi}}{f}\right) \text{ (шум перехода)},$$

где $f_{Фе}$, $f_{Фi}$ — частоты среза шумовых спектров $e_{Ш}^{2}(f)$ и $i_{Ш}^{2}(f)$, Гц.

На этих частотах мощность фликкер-шума сравнивается с мощностью основного (рис. 2.4). Ниже этой частоты преобладает фликкер-шум. Типичные значения этой частоты 100...5000 Гц.

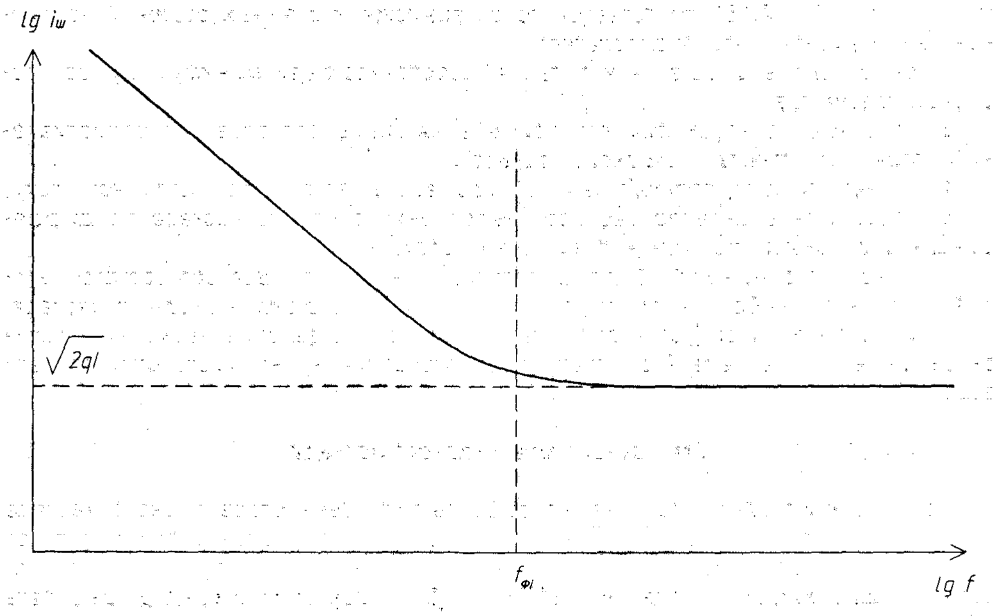


Рис. 2.4. Спектральная плотность тока шумов полупроводникового перехода в области действия фликкер-шума

Величина фликкер-шума может быть определена по формуле

$$\overline{i_{Ф}^{2}} = K\frac{I^2}{f^n}\Delta f,$$

где постоянная K зависит от объема полупроводника; n = 0,9...1,2 — коэффициент, зависящий от используемого полупроводника.

Очевидно, что для снижения указанного вида шума необходимо уменьшить плотность тока на единицу поверхности перехода.

Фликкер-шум начинается с некоторой частоты f_0, точное значение которой не определено. В разных литературных источниках указаны значения 10^{-3}, 10^{-2}, $6 \cdot 10^{-5}$ Гц. С ростом температуры фликкер-шум несколько увеличивается в связи с увеличением колебаний носителей, расположенных у поверхности кристалла.

2.3. Проектирование малошумящих усилителей

2.3.1. Выбор схемных решений

Основными исходными данными для расчета и разработки МШУ являются:

— сопротивление источника сигнала в рабочем диапазоне частот;

— АЧХ усилителя, под которой понимается диапазон рабочих частот и вид собственно АЧХ (линейная или многополюсная);

— требуемое отношение сигнал/шум на выходе усилителя при известном входном отношении или заданный коэффициент шума; при отсутствии таких требований предполагается минимизация собственных шумов усилителя.

Порядок проектирования МШУ может быть следующим:

1) выбор типа транзистора входного каскада (БТ или ПТ), в том числе и для ИМС усилителей с нормируемым уровнем шумов. Если подходящая ИМС отсутствует или не удовлетворяет по шумовым параметрам на основе вычислений по формулам (2.8)—(2.15), то остается поиск возможных схемных решений на дискретных элементах, что предполагает:

2) выбор схемы смещения и питания, обеспечивающей минимум шумов пассивных элементов;

3) определение необходимости применения схемы согласования сопротивлений источника сигнала и входного каскада;

4) расчет или поиск оптимальных режимов работы каскадов по постоянному току;

5) определение целесообразности выполнения входного каскада по дифференциальной схеме, применения активных нагрузок и ГСТ.

Все перечисленные действия взаимосвязаны, но могут оказаться достаточными для правильного выбора и последующего за этим расчета схемы входного каскада; в других случаях потребуется оптимизация или сопоставление нескольких вариантов решений. На начальном этапе проектирования нужно уметь отличать эти задачи.

Тип транзистора входного каскада

При проектировании МШУ важно выбрать тип транзистора первого каскада (БТ или ПТ). Применение во входном каскаде ПТ целесообразно при работе от высокоомного источника сигнала (R_i > 1 кОм). Примерно здесь проходит граница, разделяющая области применения БТ и ПТ [2.7]. Однозначно следует выбирать ПТ при R_i > 50 кОм [2.8]. Эти рекомендации справедливы до частот порядка сотен килогерц. На более высоких частотах тенденция сохраняется, то есть для высокоомного источника сигнала — применение ПТ, однако здесь необходимо учитывать другие факторы, так что анализ может оказаться достаточно сложным.

Шум резистора

Для того, чтобы шумы пассивных элементов схемы были пренебрежимо малы, следует применять специальные схемы смещения и питания транзисторных кас-

кадов, минимизирующие влияние тепловых и фликкер-шумов резисторов. Предельная частота, на которой был замечен этот шум, составляет несколько мегагерц. Фликкер-шум резистора обусловлен изменением контакта и, следовательно, сопротивления проводящего слоя, что ведет к флуктуациям тока и напряжения на резисторе [2.1]:

$$U^2_{R\Phi} = U_0^{\alpha} R^{\beta} f^{-n} \Delta f,$$

где U_0 — приложенное постоянное напряжение, В; $\alpha = 1{,}2$—$1{,}8$; $\beta = 1{,}25$; $n = 0{,}9$—$1{,}2$.

Отсюда видно, что чем меньше приложенное напряжение, тем меньше $U_{R\Phi}$. Таким образом, для резисторов напряжение шумов складывается из двух частей

$$\overline{U^2_{R\text{Ш}}} = \overline{U^2_{RT}} + \overline{U^2_{R\Phi}},$$

где $\overline{U^2_{RT}} = 4kTR\Delta f$ — формула Найквиста (размерность: $[\overline{U^2_{RT}}] = \text{В}^2$).

Для количественной оценки избыточного шума резистора служит индекс шума, определяемый как отношение среднеквадратичного значения шумового напряжения, выраженного в микровольтах на декаду частоты, к постоянному напряжению U_0, приложенному к сопротивлению. Справочный параметр имеет размерность мкВ/В.

Наименьший избыточный шум имеют проволочные резисторы, из-за большой собственной индуктивности применяемые только на низких частотах. Чаще всего используются металлизированные резисторы. Следует отметить, что фликкер-шум уменьшается при увеличении размеров резистора и повышении его мощности рассеяния.

Схемы смещения и питания каскадов

В МШУ необходимо применять специальные схемы питания (рис.2.5).

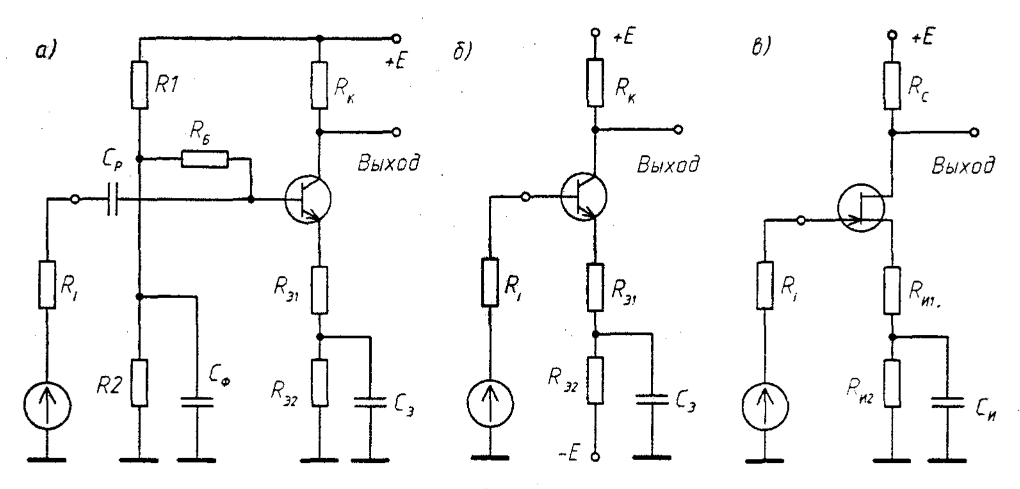


Рис. 2.5. Малошумящие схемы питания и смещения:
а — для БТ с однополярным питанием; *б* — для БТ с двухполярным питанием;
в — для ПТ с однополярным питанием

В схеме (рис. 2.5,*а*) избыточный шум на резисторах *R1* и *R2* подавляется фильтрующей емкостью C_{Φ} и поэтому единственным источником шума цепей питания является вспомогательный базовый резистор $R_Б$, сопротивление которого должно быть минимальным, но не шунтирующим входной сигнал.

Источником шумов на НЧ может быть входной разделительный конденсатор ($C_р$ на рис.2.5,*а*), если его емкость определена только требованиями спада усиления на нижней частоте диапазона усиливаемых частот $f_н$ (обычно снижение составляет –3 дБ). Для устранения влияния разделительного конденсатора на шумовые свойства каскада его емкость следует выбрать с запасом:

$$C_р \geq \frac{10}{2\pi f_н(R_{вх}+R_i)} = \frac{5}{\pi f_н(R_{вх}+R_i)}, \qquad (2.19)$$

где $R_{вх}$ — *входное сопротивление каскада, Ом.*

Кроме того, необходимо избегать использования электролитических конденсаторов в качестве входных разделительных, поскольку таковые имеют повышенный уровень собственных шумов [2.7].

В схеме рис. 2.5,*б* количество пассивных элементов во входной цепи минимально, так что эта схема имеет наилучшие шумовые свойства, однако требует двух отдельных источников напряжения питания.

Для ПТ наилучшие шумовые свойства обеспечиваются в схеме с автоматическим смещением (рис. 2.5,*в*). Схемы рис. 2.5,*б*,*в* целесообразно использовать для усиления сигналов индуктивных датчиков. Несомненно хорошими шумовыми свойствами обладают каскады на БТ по схеме с ОЭ (рис. 1.1,*б*; 1.3).

Наличие резисторов последовательной ООС по току ($R_{Э1}$ и $R_{И1}$ в схемах рис. 2.5,*а*,*б* и 2.5,*в* соответственно) эквивалентно их включению в цепи баз и затвора, а потому сопротивления этих резисторов должны быть минимальны или, по крайней мере, не превышать сопротивление источника сигнала R_i.

Следует отметить, что ООС всегда несколько ухудшает шумовые свойства усилителя, даже в том случае, если она введена через чисто реактивное сопротивление обратной связи [2.2].

По соображениям, изложенным выше для входных разделительных конденсаторов, емкости $C_Э$ и $C_И$ в схемах рис.2.5 желательно выбирать максимальными (по верхнему пределу формул (1.11) и (1.32) соответственно).

Более сложные схемные решения

Иногда приходится учитывать шумовые факторы более сложных (и, естественно, более шумящих) каскадов усиления. Шумовые характеристики ДК проанализированы в [2.8], с учетом ГСТ в эмиттерных цепях — в [2.2].

Учет шумов каскода на БТ по схеме ОЭ-ОБ выполнен в [2.1]. Основные результаты этой работы: на НЧ коэффициент шума каскодной схемы с погрешностью не более 5% соответствует коэффициенту шума БТ по схеме с ОЭ в аналогичном режиме. На ВЧ, где снижается усиление по мощности из-за ухудшения работы транзистора, начинают играть главную роль шумы транзистора с ОБ.

ГСТ, используемые в качестве активной нагрузки для увеличения усиления, вызывают повышенный шум на чисто активных сопротивлениях нагрузки. Для минимизации этого дополнительного шума в качестве усиливающего активного элемента целесообразно использовать БТ по схеме с ОЭ, а ГСТ выполнять на ПТ. Другие сочетания БТ и ПТ в каскаде с активной нагрузкой проанализированы в [2.8].

2.3.2. Шумовые свойства биполярных транзисторов

Ниже будут изложены практические рекомендации и необходимые формулы для проектирования МШУ на БТ.

На рис.2.6 показана зависимость коэффициента шума от частоты, которую можно разделить на три области.

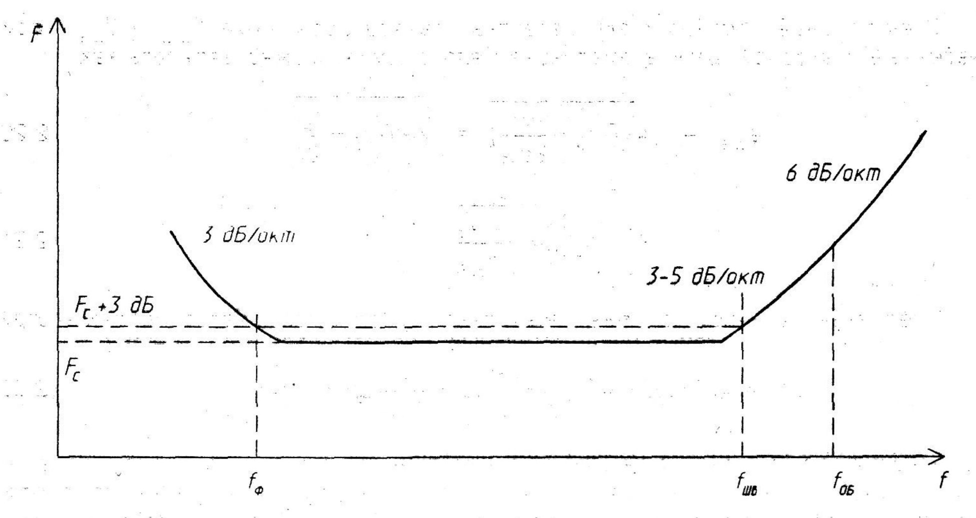


Рис. 2.6. Зависимость коэффициента шума БТ от частоты

В первой из них коэффициент шума возрастает с уменьшением частоты вследствие фликкер-шума (область НЧ ниже частоты $f_Ф$), в области средних частот коэффициент шума минимален и постоянен. В третьей области (ВЧ) наблюдается увеличение шумов с ростом частоты (это область, близкая к граничной частоте усиления транзистора).

Частоты $f_Ф$ и $f_{Шв}$ границ разделения областей изменяются в широких пределах в зависимости от типа транзистора и режима его работы. Поиск оптимальных параметров для минимизации коэффициента шума в широкой полосе частот, охватывающей все три области рис.2.6, является весьма сложной задачей и редко требуется (см. п. 2.3.4).

Рассмотрим шумовые свойства БТ в каждой области отдельно.

Область средних частот

Наибольший практический интерес представляет область средних частот, где можно считать, что БТ состоит из двух связанных друг с другом p-n переходов (рис.2.7).

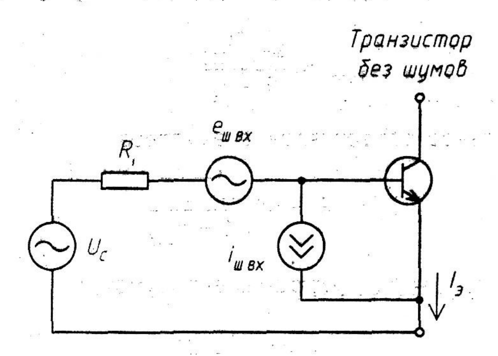


Рис. 2.7. Эквивалентные генераторы шумов, приведённых к входу биполярного транзистора

Спектральные плотности эквивалентных генераторов шума $E_{Ш\,вх}$ и $I_{Ш\,вх}$, приведенные к входной цепи в диапазоне белого шума, можно записать как:

$$e_{Ш\,вх} = \sqrt{4kT\left(r_Б + \frac{kT}{2qI_Э}\right)} = \sqrt{4kT\left(r_Б + \frac{r_Э}{2}\right)}; \tag{2.20}$$

$$i_{Ш\,вх} \approx \sqrt{\frac{2qI_Э}{h_{21Э}}}. \tag{2.21}$$

Среднеквадратичное напряжение входных шумов складывается из трех частей:

$$\overline{E_Ш^2} = 4kTR_i\Delta f + 4kT\left(r_Б + \frac{r_Э}{2}\right)\Delta f + \frac{2qI_Э}{h_{21Э}}\Delta f(R_i + r_Б)^2, \tag{2.22}$$

где первая часть — тепловые шумы сопротивления источника сигнала, вторая — источник шумового напряжения, третья — напряжение шума, создаваемого токовой составляющей на сопротивлении источника сигнала и объемном сопротивлении базы.

Коэффициент шума определяется формулой

$$F = \left(1 + \frac{r_Б}{R_i} + \frac{r_Э}{2R_i}\right)\left(1 + \frac{1}{h_{21Э}}\right) + \frac{(R_i + r_Б)^2}{2h_{21Э}R_i}. \tag{2.23}$$

Как видно из формул (2.20)—(2.23), важнейшими шумовыми параметрами являются объемное сопротивление базы $r_Б$ и коэффициент усиления по току $h_{21Э}$, исследованные и измеренные в работах [2.7; 2.9—2.13] и приведенные в табл. 2.2. Здесь же имеется информация о разбросах соответствующих параметров, характеризующихся среднеквадратичными отклонениями, и частота среза фликкер-шума $f_Ф$.

Следует различать задачи получения малых коэффициента шума и его абсолютного уровня, условия минимизации которых в каскаде усиления на БТ могут отличаться друг от друга. Однако, в большинстве практических задач основные параметры, при которых достигается минимум коэффициента шума и его абсолютный уровень, одинаковы.

В связи с тем, что коэффициент шума зависит не только от R_i, но и от $I_Э$, необходимо вначале определить оптимальное значение последнего $I_{Э\,опт}$, при котором коэффициент шума дополнительно минимизируется.

Минимум шумов БТ достигается при токе эмиттера [2.1]:

$$I_{Э\,опт} = \frac{\varphi_Т\sqrt{h_{21Э}}}{R_i + r_Б}. \tag{2.24}$$

При этом оптимальное сопротивление эмиттера

$$r_{Э\,опт} = (R_i + r_Б)\sqrt{\frac{1}{1 + h_{21Э}}}. \tag{2.25}$$

Для вычисленных $r_{Э\,опт}$, $I_{Э\,опт}$ коэффициент шума

$$F^I_{min} = \frac{R_i + r_Б + \dfrac{r_{Э\,опт}}{2}}{R_i}. \tag{2.26}$$

Таблица 2.2

Параметры малошумящих БТ

Тип транзистора	Проводимость	Кол-во экз.	$h_{21э}$	s	$r_{бб'}$, Ом	r	$f_ф$, кГц
2Т307Г	n-p-n	5	109,8	2,7	80	2,8	-
КТ316Д	n-p-n	15	60—300*	-	380	16	-
КТ324В	n-p-n	15	80—250*	-	340	12	-
КТ354Б	n-p-n	15	90—360*	-	340	12	-
КТ355	n-p-n	-	80—300*	-	140	20	-
КТ360Б	p-n-p	5	132	40	60,8	4,8	-
КТ363А	p-n-p	15	20—120*	-	130	20	-
КТ364Б	p-n-p	5	63,8	3,4	14,7	0,9	-
КТ368АМ	n-p-n	6	100,7	36,4	27,2	4,5	-
КТ370Б	p-n-p	15	40—120*	-	270	~16	-
КТ371А	n-p-n	15	30—240*	-	100	~13	-
КТ372А	n-p-n	15	10—90*	-	60	~6	-
КТ382А	n-p-n	15	40—330*	-	25	~1,7	-
КТ384	n-p-n	15	30—180*	-	30	~3,3	-
КТ385А	n-p-n	6	61,7	18,5	9,6	1,5	-
КТ389	n-p-n	5	135,6	15,8	128,6	10,4	-
КТ391	n-p-n	15	95,4	23,2	23,6	4,15	-
КТ392А	p-n-p	10	94,5	14,1	27,5	3,0	-
КТ396А	n-p-n	7	185,6	13,1	11,4	1,7	-
КТ399А(АМ)	n-p-n	15	88	8,9	6,6	0,99	-
КТ3109	p-n-p	14	53,2	21,5	19,1	5,9	-
КТ3114В	n-p-n	9	41,6	3,95	21,6	2,67	-
КТ3115	n-p-n	13	104,6	36,7	20,1	4,08	-
КТ3117Б	n-p-n	15	139	21,0	8,0	1,11	-
2Т3121А	n-p-n	8	47,9	4,87	12,1	1,67	-
КТ3123ВМ	p-n-p	13	47,3	9,54	15,0	4,36	-
КТ3124А	n-p-n	14	89,7	30	27,0	7,6	-
КТ3126Б	p-n-p	15	87,6	11,2	21,3	3,37	-
КТ3127А	p-n-p	15	10—150*	-	25	~1,6	-
КТ3128А	p-n-p	15	63,4	8,7	18	3,51	-
КТ3132А	n-p-n	6	139,1	24,4	21,4	9,4	-
КТ3142А	n-p-n	14	72,2	8,33	28,4	4,76	-
КТ629	p-n-p	5	55,2	5,8	4,3	0,5	-
2Т640А	n-p-n	7	92,8	30,95	7,0	1,51	-
2Т682	n-p-n	10	41,3	5,83	2,7	0,59	-
КТС303А	p-n-p	3	139,3	9,5	54,5	6,5	-
КТС394А	p-n-p	6	133	5,9	48	2,1	-
КТС394Б	p-n-p	6	158,4	9,1	58,6	8,3	-
КТС398Б	n-p-n	6	103,1	13,1	82	4,6	-
КТ3102	n-p-n	-	200—1000*	-	500—700	-	3—10
КТ3107	p-n-p	-	180—800*	-	300	~66	1—4
КТ3130Б	n-p-n	7	226	57,7	401	54,7	-
КТ209	p-n-p	-	80—480*	-	50—200	-	5—20
КТ501	p-n-p	-	80—240*	-	-	-	5—20

Примечания: - экспериментальные данные отсутствуют, * справочный параметр.

Оптимальное сопротивление источника сигнала можно вычислить на основе выражения (2.11):

$$R_{i\,опт} = \sqrt{(r_Б + r_Э)^2 + h_{21Э} r_Э (r_Э + 2r_Б)}\,; \tag{2.27}$$

тогда коэффициент шума

$$F^R_{min} = 1 + \frac{r_Б + r_Э + R_{i\,опт}}{h_{21Э} r_Э}. \tag{2.28}$$

Анализ выражений (2.24) и (2.27) выявляет их взаимозависимость, что требует в общем случае ряд уточнений при вычислении (2.24) или (2.27).

Абсолютный минимум коэффициента шума достигается при одновременном использовании оптимальных режима транзистора и сопротивления источника сигнала:

$$R'_{i\,опт} = r_Б \sqrt{h_{21Э}}\,; \tag{2.29}$$

$$F_{min} = 1 + \frac{r_{Э\,опт} + r_Б(1 + \sqrt{h_{21Э}})}{h_{21Э} r_{Э\,опт}}. \tag{2.30}$$

Формулы (2.24), (2.27) в ряде случаев могут быть упрощены. Так, в области малых токов эмиттера (ниже 100 мкА) сопротивлением базы можно пренебречь [2.4; 2.14]:

$$R_{i\,опт} \approx m_Э r_Э \sqrt{h_{21Э}}, \text{ где } m_Э = 1\ldots1{,}3. \tag{2.31}$$

В работе [2.9] детально исследованы шумовые свойства малошумящих кремниевых БТ. При этом сопротивление источника сигнала является заданным, и минимизация коэффициента шума сводится к выбору оптимального тока эмиттера:

$$I_{Э\,опт} = \frac{\varphi_T}{R_i}\sqrt{\frac{h_{21Э} + 1}{H^2}}. \tag{2.32}$$

Здесь $0{,}5 \le H^2 \le 1$ — коэффициент депрессии шума базового тока; обычно $H^2 \approx 1$.

Выражение (2.32) отличается от (2.24) тем, что здесь оптимальный ток эмиттера не зависит от сопротивления базы. Коэффициент шума при оптимальном токе эмиттера

$$F_{min} = 1 + \frac{L r_Б}{R_i} + \sqrt{\frac{H^2}{h_{21Э} + 1}}, \tag{2.33}$$

где L = 1,1...1,5 — коэффициент, увеличивающий шумовое сопротивление базы, что связано с особенностями протекания в транзисторной структуре базового и коллекторного токов.

Очевидно, что при малых сопротивлениях источника сигнала R_i во входном каскаде следует применять БТ с минимальным сопротивлением $r_Б$, а при больших — с максимальным коэффициентом усиления по току $h_{21Э}$. При возрастании сопротивления R_i коэффициент $F_{Ш\,min}$ имеет абсолютный минимум.

На рис. 2.8 приведены рассчитанные по формуле (2.33) кривые, связывающие коэффициент F_{min} с сопротивлением R_i для малошумящих БТ. Измерения F_{min} для транзисторов КТ209В, КТ209Е, КТ3102Д, КТ3102Е, КТ3107Ж и КТ3107Л совпадали с расчетными с точностью ≤5%. Из рис. 2.8 видно, что существует минимально

достижимое значение коэффициента шума $F_{Ш\,min}$. Кривые позволяют выбрать тип БТ, характеризующийся при заданном сопротивлении источника сигнала минимальным коэффициентом шума. Аналогичные результаты получены в [2.7].

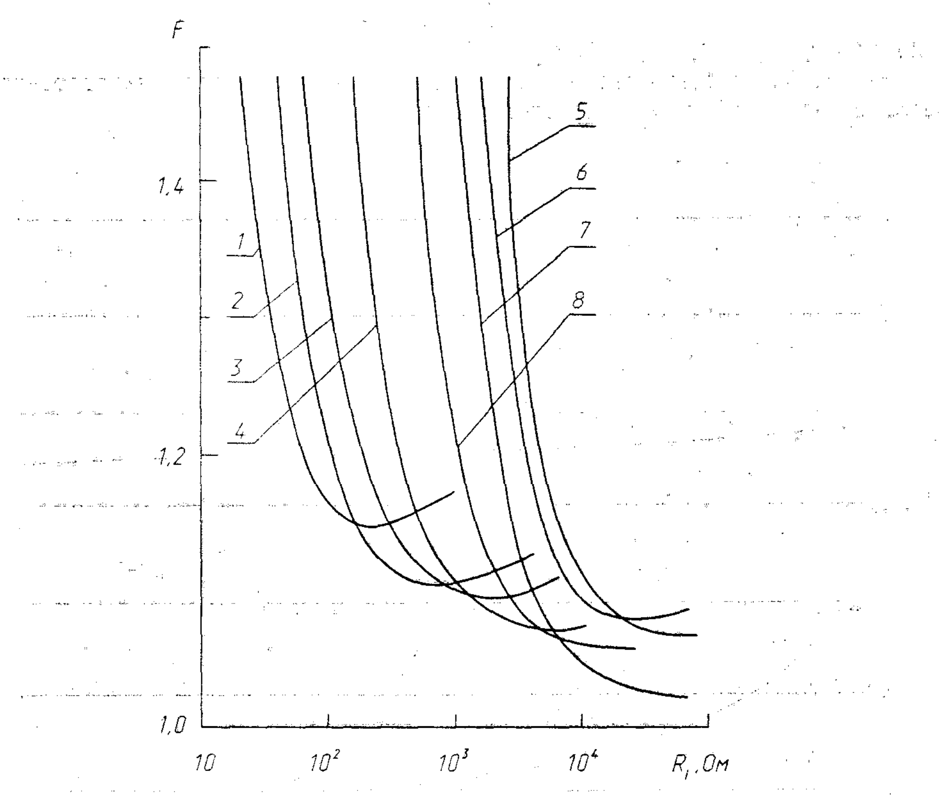


Рис. 2.8. Зависимости оптимального коэффициента шума от сопротивления источника сигнала для нескольких типов малошумящих БТ:
1 — КТ911Б; 2 — КТ399; 3 — КТ368А; 4 — КТ209В; 5 — КТ3102Е; 6 — КТ3102Д; 7 — КТ3107Л; 8 — КТ3107Ж

Область низких частот

В области низких частот коэффициент шума обратно пропорционален частоте: $F \sim \frac{1}{f^n}$, где n = 0,9...2. Как правило, n = 1. Возрастание шума на НЧ обусловлено влиянием фликкер-шума, который в данном диапазоне частот превышает по величине дробовый и тепловой шум БТ.

Частота $f_ф$ является основной характеристикой фликкер-шума БТ. Для разных типов $f_ф = 10^2...10^5$ Гц. Имеется зависимость $f_ф$ от $h_{21э}$ (при больших $h_{21э}$ частота $f_ф$ возрастает). У конкретного экземпляра БТ при увеличении тока эмиттера $f_ф$ также возрастает.

Экспериментально обнаружено [2.12], что у отдельных партий высокочастотных БТ фликкер-шум присутствует на частотах $10^7...10^8$ Гц.

Другие исследования показывают [2.2, 2.4], что в области действия фликкер-шума рост последнего наблюдается при увеличении внутреннего сопротивления источника сигнала, что позволяет сделать вывод о включении дополнительного коэффициента для эквивалентного токового шумового генератора. В выражении для среднеквадратичного напряжения добавляется четвертое слагаемое:

$$\overline{E^2_{шф}} = 4kTR_i\Delta f + 4kT\left(r_Б + \frac{r_э}{2}\right)\Delta f + \frac{2qI_э}{h_{21э}}(\Delta f)(R_i + r_Б)^2 + \frac{2qI_э f_ф \ln\frac{f_в}{f_н}}{h_{21э}}(\Delta f)(R_i + r_Б)^2, \quad (2.34)$$

где $\Delta f = f_в - f_н$, [Гц], $f_н < f_ф < f_в$.

На рис.2.9 показаны теоретические частотные зависимости узкополосного коэффициента шума в низкочастотной области.

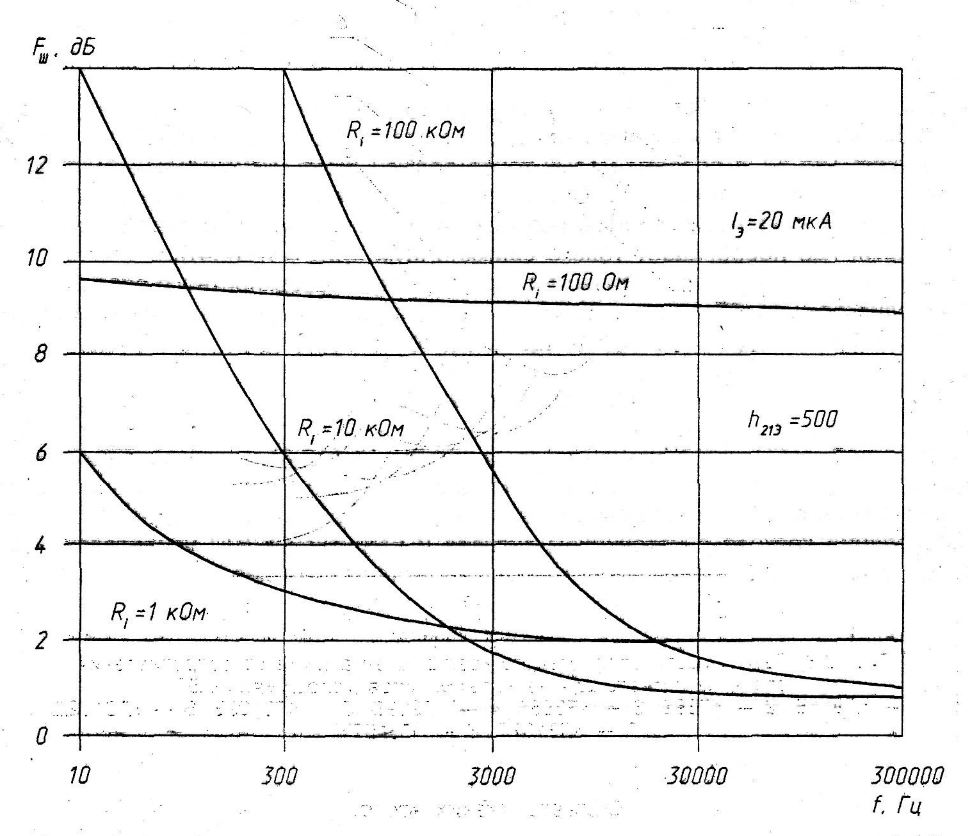


Рис. 2.9. Теоретические частотные зависимости узкополосного коэффициента шума в области действия фликкер-шума

Оптимальное сопротивление источника сигнала в области действия белого и фликкер-шумов равно

$$R_{i\,опт} = \sqrt{\frac{h_{21э} r_э (r_Б + r_э)}{0{,}5 + \frac{f_ф}{f}}}, \quad (2.35)$$

где f — частота, для которой требуется определить оптимальное сопротивление источника сигнала, Гц.

В диапазоне частот $\Delta f = f_в - f_н$ выражение для оптимального сопротивления источника сигнала [2.4]:

$$R_{i\,\text{опт}\,\Delta f} = r_Б + \frac{\sqrt{2h_{21Э}r_Э(r_Б + r_Э)} - r_Б}{1 + \dfrac{f_Ф}{\Delta f}\ln\dfrac{f_В}{f_Н}}. \tag{2.36}$$

Оптимальный ток эмиттера в области действия белого и фликкер-шума

$$I_{Э\,\text{опт}} = \frac{\varphi_Т}{R_i + r_Б}\sqrt{\frac{h_{21Э}}{1 + f_В\ln\dfrac{f_В}{f_Н}}}. \tag{2.37}$$

Анализ формул (2.34—2.37) показывает, что для снижения фликкер-шума необходимо устанавливать минимальный ток эмиттера с целью снижения тока базы. Это значит, что БТ в области малых токов должен иметь максимальный коэффициент усиления по току $h_{21Э}$. Оптимальное сопротивление источника сигнала снижается по сравнению с областью средних частот, где действует белый шум (в области, где преобладает только фликкер-шум $R_{i\,\text{опт}} \approx r_Б$ [2.4]).

Вследствие различных физических характеристик поверхностного слоя области базы фликкер-шум БТ с проводимостью n-p-n-типа больше, чем у p-n-p транзисторов, что необходимо учитывать на практике.

Область высоких частот

Причиной роста коэффициента шума на ВЧ (рис. 2.6) является снижение в этом диапазоне коэффициента усиления каскада по мощности, что, в частности, обусловлено снижением коэффициента передачи по току $h_{21Э}$; последнее нарушает согласование каскада с источником сигнала и нагрузкой в ШП усилителях. Частотные зависимости $F(f)$ и $h_{21Э}(f)$ имеют взаимообразный характер (рис. 2.10).

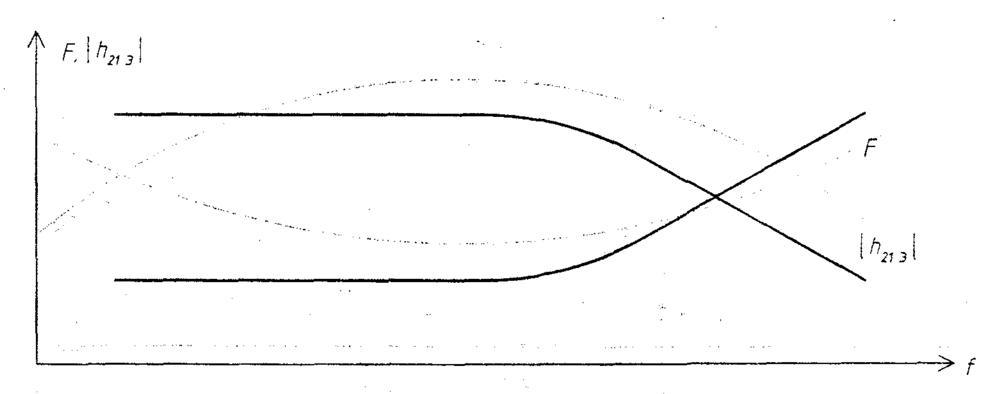


Рис. 2.10. Частотные зависимости коэффициентов усиления по току $|h_{21Э}|$ и шума F

На частоте $f_{Шв}$ коэффициент шума увеличивается на 3 дБ по сравнению со среднечастотным диапазоном и далее возрастает с увеличением частоты (см. рис. 2.6). Ориентировочное значение этой частоты $f_{Шв} = (0{,}1...0{,}2)f_{ОБ}$, где $f_{ОБ}$ — предельная частота усиления транзистора по току в схеме с ОБ, определяемая формулой (8.2).

Точное значение частоты $f_{Шв}$ можно вычислить по формуле [2.4]:

$$f_{Шв} = f_{ОБ}\sqrt{\frac{r_Э(2R_i + 2r_Б + r_Э)}{(R_i + r_Б + r_Э)^2}}. \tag{2.38}$$

Из формулы (2.38) видно, что частота $f_{Шв}$ увеличивается с ростом тока эмиттера. Аналогичную зависимость имеет $f_{0Б}$ от $I_Э$.

Для усиления сигналов БТ используется, как правило, до частоты $f_{0Б}$. Общий коэффициент шума в диапазоне частот $f_{Шв}...f_{0Б}$ изменяется со скоростью 3...5 дБ/окт (рис. 2.6), выше частоты $f_{0Б}$ — со скоростью 6 дБ/окт.

Для каскада с ОБ и ОЭ в диапазоне ВЧ коэффициент шума можно вычислить по формуле [2.1]:

$$F = \left(1 + \frac{r_Б}{R_i} + \frac{r_Э}{2R_i}\right)\left(1 + \frac{A}{h_{21Э}}\right) + \frac{A(R_i + r_Б)^2}{2h_{21Э} r_Э R_i}, \qquad (2.39)$$

где $A = 1 + \left(\frac{f}{f_{0Б}}\right)^2 (1 + h_{21Э})$ — безразмерный коэффициент, определяющий частотную зависимость коэффициента шума.

Оптимальное сопротивление источника сигнала, при котором достигается минимум коэффициента шума в высокочастотной области,

$$R_{i\,опт} = \sqrt{(r_Б + r_Э)^2 + \frac{r_Э h_{21Э}(2r_Б + r_Э)}{A}}. \qquad (2.40)$$

Снижение $R_{i\,опт}$ начинается уже с частоты примерно 0,01 $f_{0Б}$.

В отличие от среднечастотной области, на ВЧ зависимость коэффициента шума от тока эмиттера невелика. Кроме того, необходимо учитывать, что при малых токах эмиттера коэффициент усиления по мощности на ВЧ снижается и такой усилитель оказывается бесполезен.

На рис. 2.11 для высокочастотных БТ приведены типичные зависимости коэффициентов усиления по мощности и шума от тока эмиттера на фиксированной частоте.

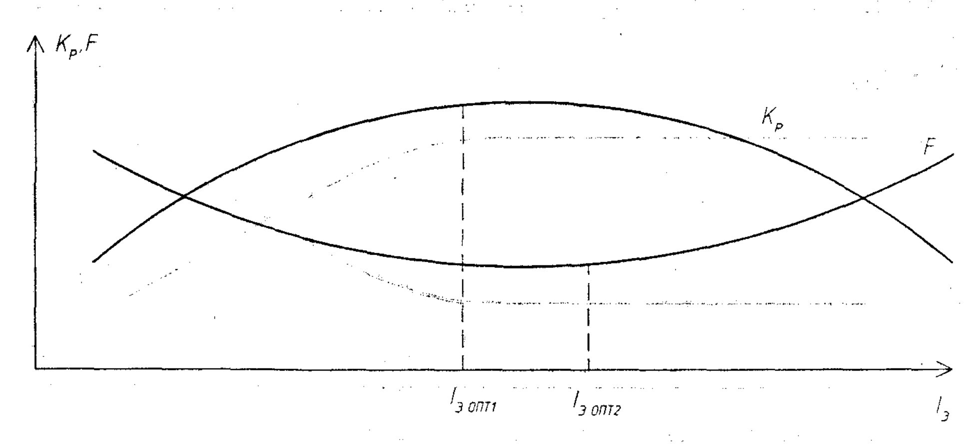


Рис. 2.11. Зависимости коэффициента усиления по мощности $K_р$ и коэффициента шума F от тока эмиттера

Видно, что диапазон рабочих токов эмиттера целесообразно выбирать в пределах $I_{Э\,опт1}...I_{Э\,опт2}$. Этот диапазон можно рассчитать аналитически, однако для практических целей вполне достаточно качественных зависимостей рис. 2.11 и следующих рекомендаций по выбору БТ, который должен иметь:

— высокое значение частоты $f_{0Б}$;

— малое значение объемного сопротивления базы $r_Б$;

— максимальное значение коэффициента усиления по току $h_{21Э}$ в диапазоне рабочих токов эмиттера.

Для малошумящих высокочастотных БТ коэффициент шума оговаривается на определенной частоте. Очевидно, что при использовании БТ на более высокой частоте будет наблюдаться рост коэффициента шума со скоростью 3...5 дБ/окт.

Если необходимо определить коэффициент шума в диапазоне частот $f_в \ldots f_н$, вычисляют интегральный коэффициент шума $F_{инт}$ по формуле (2.6) или находят среднюю частоту этого диапазона (принимая, что ПП имеет прямоугольную форму):

$$f_{ср} = \frac{f_в - f_н}{\ln\frac{f_в}{f_н}} \qquad (2.41)$$

и далее определяют коэффициент шума на этой частоте.

Замечания и рекомендации

1. При использовании всех формул главы 2, где имеется параметр $h_{21э}$, предполагается независимость последнего от тока эмиттера, что у реальных БТ не выполняется, поэтому расчет по вышеупомянутым формулам должен проводиться с уточнениями $h_{21э}$ при конкретном токе эмиттера (справочная информация).

2. Выбор постоянного напряжения между коллектором и эмиттером не столь критичен, это напряжение должно быть в пределах $|U_{КЭ}|$ = 1...5 В. При $|U_{КЭ}| < 1$ В коэффициент усиления по току $h_{21э}$ для многих типов БТ снижается. При $|U_{КЭ}| > 10$ В наблюдается рост поверхностных шумов коллекторного перехода [2.1].

3. Второй каскад МШУ на биполярных транзисторах оказывает меньшее влияние на шумовые свойства, чем первый, однако при большом токе эмиттера БТ второго каскада оно может оказаться существенным за счет фликкер-шума. Во избежание этого следует руководствоваться ориентировочным соотношением $I_{э2} \le (3\ldots6)I_{э1}$, то есть ток эмиттера БТ второго каскада не должен превышать этот параметр для БТ первого каскада более чем в шесть раз.

4. В тех случаях, когда сопротивление источника сигнала Ri меньше оптимального $R_{i\,опт}$ (с точки зрения минимума шумов), выходное отношение сигнал/шум можно несколько улучшить (в $\sqrt{n}$ раз) за счет параллельного включения n транзисторов. Для согласования по шумам импедансов усилителя и источника сигналов может быть применена соответствующая схема (например, трансформатор).

При использовании во входном каскаде МШУ n параллельно включенных однотипных БТ для согласования сопротивлений по шумам оптимальный ток эмиттера каждого транзистора уменьшается при прочих равных условиях в n раз по сравнению с оптимальным током эмиттера каскада на одном БТ [2.1, 2.15]. Это означает, что параллельное включение n транзисторов соответствует уменьшению эквивалентного «шумового» сопротивления базы в $\sqrt{n}$ раз, так что $r_{Б\,экв} \approx \frac{r_Б}{\sqrt{n}}$. В расчете шумовых параметров величина $r_Б$ заменяется на $r_{Б\,экв}$; коэффициент усиления по току $h_{21Э\,экв} = nh_{21Э}$.

5. Для ВЧ МШУ справедливы следующие практические соображения [2.16]:

— отказ от ООС как метода линеаризации АЧХ;

— получение в первом каскаде максимального усиления даже в ущерб равномерности АЧХ;

— формирование АЧХ в каскадах, не вносящих заметного вклада в шумы усилителя;

— согласование по входу с помощью реактивных элементов без применения резисторов.

Отметим, что указанные меры применимы именно для МШУ. При проектировании усилителей с большим ДД, где лимитирующим фактором являются шумы, к перечисленным мерам нужно относиться с осторожностью, поскольку отказ от ООС может недопустимо увеличить НИ усилителя.

2.3.3. Шумовые свойства полевых транзисторов

Шумовые свойства полевых транзисторов учитывают три шумовые составляющие: тепловую, дробовую и низкочастотную (фликкер-шум).

Основной вклад в собственные шумы ПТ вносят тепловые флуктуации носителей в канале. Напряжение тепловых шумов модулирует ширину проводящего канала, в результате чего в цепи стока появляется усиленное шумовое напряжение [2.17].

На рис.2.12 показаны эквивалентные генераторы шумов ПТ, приведенные к его входу.

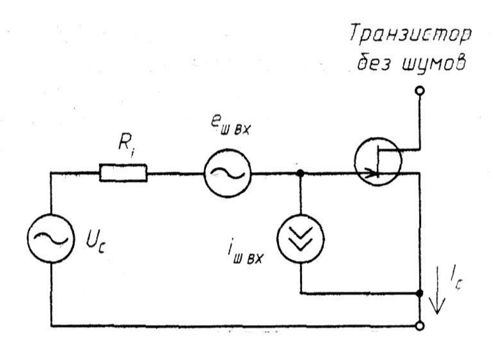


Рис. 2.12. Эквивалентные генераторы шумов, приведённые к входу полевого транзистора

Коэффициент шума ПТ без учета фликкер-шума [2.8]:

$$F = 1 + \frac{2}{3}\frac{1}{S_p R_i} = 1 + \frac{|U_{отс}|}{3R_i\sqrt{I_C I_{С\,н}}}, \tag{2.42}$$

откуда видно, что для снижения коэффициента шума следует применять ПТ с возможно большей крутизной.

В диапазоне частот $f_н \ldots f_в$ учет фликкер-шумов и рост входного тока на ВЧ приводят к другому выражению для коэффициента шума, в котором $U_Ш$ и $I_Ш$ зависят друг от друга [2.17]:

$$F_Ш = 1 + \frac{\overline{E_Ш^2}}{4kTR_i\Delta f} = 1 + \frac{\overline{(U_Ш + I_Ш R_i)^2}}{4kTR_i\Delta f}, \tag{2.43}$$

где

$$U_Ш = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{S_p}B\left(1 + f_ф \ln\frac{f_в}{f_н}\right)}; \tag{2.44}$$

$$I_Ш = \sqrt{4qI_{з0}\Delta f + \frac{4kT}{S_p}\Delta f(2\pi f C_{зи})^2 D}. \tag{2.45}$$

Здесь B = 0,6...1 — коэффициент, зависящий от типа ПТ (в случае p-n перехода и p-канала B = 0,6...0,67, для МДП-транзистора B = 2...4);

I_{30} — ток затвора, А;

D = 0,3...0,4 — коэффициент, зависящий от потенциалов на электродах ПТ;

f — частота, для которой вычисляется коэффициент шума, определяется по формуле (2.41), Гц;

$f_{ф}$ — частота среза фликкер-шума, Гц.

Анализ выражения (2.43) показывает, что минимум коэффициента шума существует в определенной полосе частот. На НЧ увеличение этого коэффициента обусловлено фликкер-шумами, на ВЧ — токами за счет входной емкости $C_{ЗИ}$ и емкости Миллера (см. п. 8.1.1). Характер изменения коэффициента шума ПТ и БТ аналогичен (см. рис. 2.6).

Анализ выражений (2.42), (2.43) показывает, что оптимальное значение тока стока, при котором коэффициент шума минимален, отсутствует. В связи с этим полезно знать комплексное сопротивление источника сигнала, при котором достигается минимум шумов в диапазоне частот. Приведем наиболее компактные формулы для двух случаев.

В области средних частот не учитываются фликкер-шум и высокочастотное увеличение тока затвора. Границы этой области невелики: снизу сотни герц — единицы килогерц, сверху — десятки килогерц. Коэффициент шума в этой области частотнонезависим:

$$F = 1 + \sqrt{\frac{1{,}3qI_{30}}{SkT}}. \tag{2.46}$$

Импеданс источника сигнала

$$R_{i\,опт} = \sqrt{\frac{1{,}3kt}{SqI_{30}}}, \tag{2.47}$$

$$X_{i\,опт} = -\frac{1}{2\pi f(C_{ЗС} + 0{,}8C_{ЗИ})}. \tag{2.48}$$

В области ВЧ ($f > 0{,}1f_{max} = \dfrac{0{,}1S}{2\pi C_{ЗС}}$), где наблюдается рост входного тока ПТ за счет увеличения входной емкости, минимальный коэффициент шума

$$F = 1 + 2\left(\frac{2\pi f}{\omega_1}\right)L^{1/2} + 2\left(\frac{2\pi f}{\omega_1}\right)^2 L + \left(\frac{2\pi f}{\omega_1}\right)^3 L^{3/2} \tag{2.49}$$

достигается при значениях:

$$R_{i\,опт} = \frac{1}{2\pi f C_{ЗИ}\sqrt{L}}; \tag{2.50}$$

$$X_{i\,опт} = -\frac{1}{2\pi f C_{ЗИ}}, \tag{2.51}$$

здесь $\omega_1 = \dfrac{1{,}6S}{C_{ЗИ}}$, L — коэффициент, зависящий от отношения $Z = \dfrac{U_{ЗИ}}{U_{отс}}$ (см.табл.2.3).

Таблица 2.3

Z	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
L	0,22	0,3	0,35	0,36	0,37	0,38	0,39	0,39

Минимальный коэффициент шума (2.49) до частоты ω_1 растет почти линейно с частотой, а выше частоты ω_1 растет уже пропорционально квадрату частоты, то есть меньшие шумы будут у ПТ с большой граничной частотой ω_1. Переходя к справочным параметрам, на высоких частотах лучшие шумовые характеристики имеет ПТ с более высоким отношением крутизны к емкости $C_{ЗИ}$.

Можно рассчитать оптимальные импедансы источников сигнала в области НЧ, где действует фликкер-шум, а также в области средних частот до $0{,}1f_{max}$, где коэффициент шума становится частотнозависимым [2.2]. Расчет этих параметров здесь не приводится, так как требует знания параметров ПТ, которые не оговариваются в справочниках и технических условиях.

Таким образом, импеданс источника сигнала должен иметь индуктивный характер, что подтверждается соответствующими экспериментами [2.2]. Однако большинство встречающихся на практике источников сигнала имеют емкостный характер импеданса. Поэтому надо либо использовать трансформатор сопротивлений между источником сигнала и ПТ, либо работать в режиме рассогласования по шумам, что приведет к некоторому увеличению коэффициента шума. При этом приращение последнего тем больше, чем больше входная емкость ПТ $C_{ЗИ}$ и выходная емкость C_i источника сигнала.

Шумовые параметры МДП-транзисторов отличаются от рассмотренных выше. На НЧ ток затвора пренебрежимо мал (на несколько порядков меньше, чем у ПТ с p-n переходом). На самых низких частотах фликкер-шум превалирует над всеми остальными и простирается до значительно более высоких частот (порядка десятков-сотен килогерц). В результате для низкочастотных МШУ применение МДП-транзисторов нецелесообразно. Минимум коэффициента шума также несколько больше. В области ВЧ наблюдается рост уровня шума за счет входной емкости.

Особенности проектирования МШУ на ПТ

1. В области ВЧ следует использовать ПТ с максимальным отношением крутизны к емкости затвор-исток $C_{ЗИ}$ ($C_{вх}$). Для получения минимума уровня шумов в диапазоне средних и высоких частот напряжение $U_{ЗИ}$ должно быть малым и, следовательно, ток стока $I_С$ будет близок к $I_{С\,н}$. При этом крутизна ПТ близка к максимальной.

2. В области НЧ следует использовать ПТ с максимальным отношением крутизны к току затвора. Данные о низкочастотных шумах отечественных ПТ приведены в табл. 2.4, из которой видно, что напряжение собственных шумов $U_Ш$ лучших типов ПТ в полосе 20...20·10^3 Гц составляет 0,4...1,0 мкВ [2.17]. Для получения минимума уровня шумов в диапазоне НЧ не следует выбирать ток стока, близкий к начальному $I_{С\,н}$, или следует перейти к отношению $\left|\dfrac{U_{ЗИ}}{U_{отс}}\right| > 0{,}2$ [2.2].

Характеристики спектральной плотности напряжения собственных шумов для ПТ приведены на рис. 2.13. Сравнивая ПТ между собой с точки зрения низкочастотных шумов предпочтение следует отдавать ПТ с p-n переходом и n-каналом (КП302, КП303, КП307, КП903). Для транзисторов КП303, КП307 частота среза фликкер-шума равна 1...4 кГц, то есть разброс велик и ничем не нормируется.

Таблица 2.4

Тип транзистора	Тип канала	Структура	Параметры				
			$U_{СИ}$, В	$U_{ЗИ}$, В	R_i, Ом	$U_ш$, нВ / $\sqrt{Гц}$ при f = 1 кГц	$U_ш$, мкВ Δf = 20...20·10³ Гц
КП103Е	p	p-n	-2,0	0,1	100	32	2,0
КП301Б	p	МДП	-4,7	-3,6	100	110	7,5
КП302В	n	p-n	+ 3,0	-0,3	100	9	0,6
КП303Г	n	p-n	+ 1,5	-0,5	100	6	0,51
КП305Д	n	МДП	+ 11,5	+ 0,6	100	120	13
КП307	n	p-n	+ 3,6	-1,1	100	2	0,42
КП307	n	p-n	+ 3,6	-1,1	10⁶	-	15
КП903В	n	p-n	+ 1,6	-2,4	100	6	0,53
КП902	n	МДП	+ 1	-6,0	100	130	7

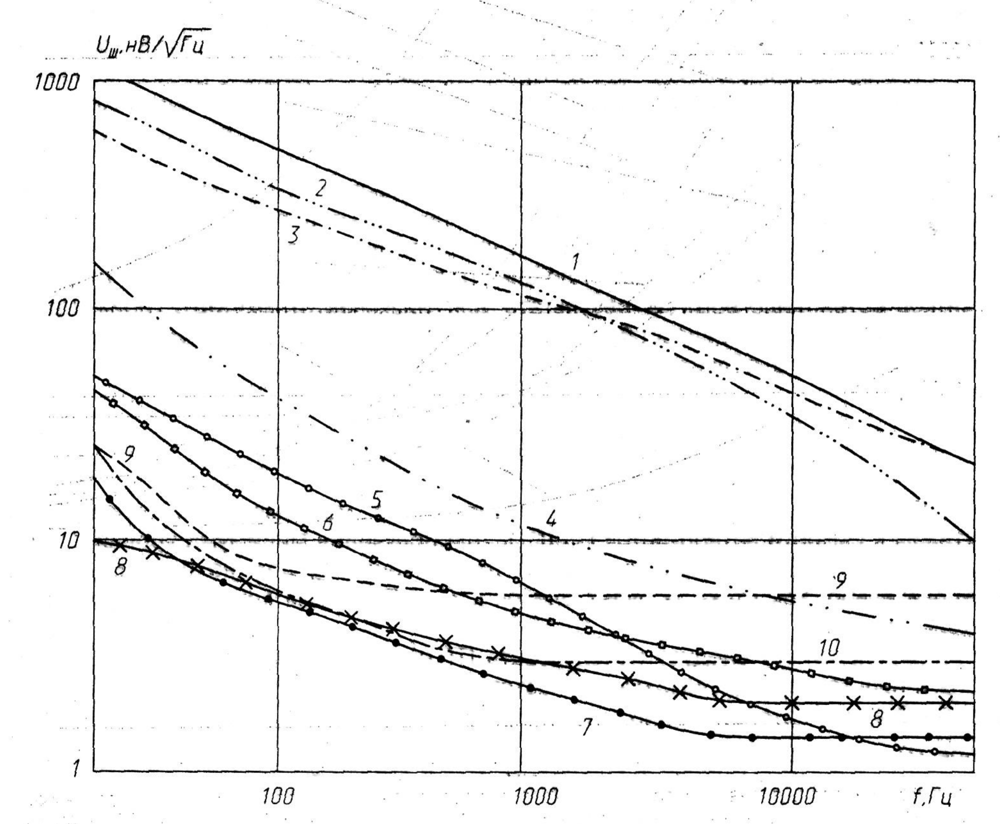


Рис. 2.13. Спектральные плотности напряжения собственных шумов ПТ:
1 — КП306; 2 — КП301; 3 — КП305; 4 — КП103Е; 5 — КП903; 6 — КП303Г;
7 — КП307; 8 — КП329; 9 — 2П333А; 10 — 2П333Б

3. Для оценки шумовых свойств ПТ иногда используется параметр, называемый эквивалентным шумовым сопротивлением прибора при температуре T_0, который измеряется достаточно просто из-за пренебрежимо малого тока затвора [2.18], рис. 2.14.

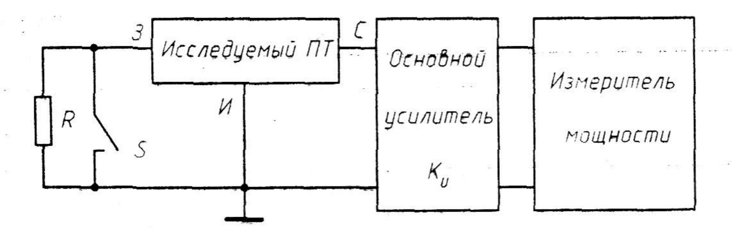


Рис. 2.14. Схема измерения шумового сопротивления полевого транзистора

Рис. 2.15. Частотные зависимости шумового сопротивления при сопротивлении источника сигнала 10 кОм полевых транзисторов КПС104А(1), КП307А(2), КП307Б(3), КП307В(4), КП303А(5), КП303В(6) и предусилителя по схеме рис.6.19 (7)

Здесь исследуемый ПТ включается в первом каскаде усилителя; затвор и общий провод соединены через переменное сопротивление R и замыкающий его ключ S. Если K_U — коэффициент усиления усилителя, то средний квадрат выходного напряжения усилителя при замкнутом ключе равен $4kTR_Ш \Delta f_Ш |K_U|^2$, где $R_Ш$ — эквивалентное шумовое сопротивление, Ом; $\Delta f_Ш$ — эффективная шумовая полоса усилителя, Гц.

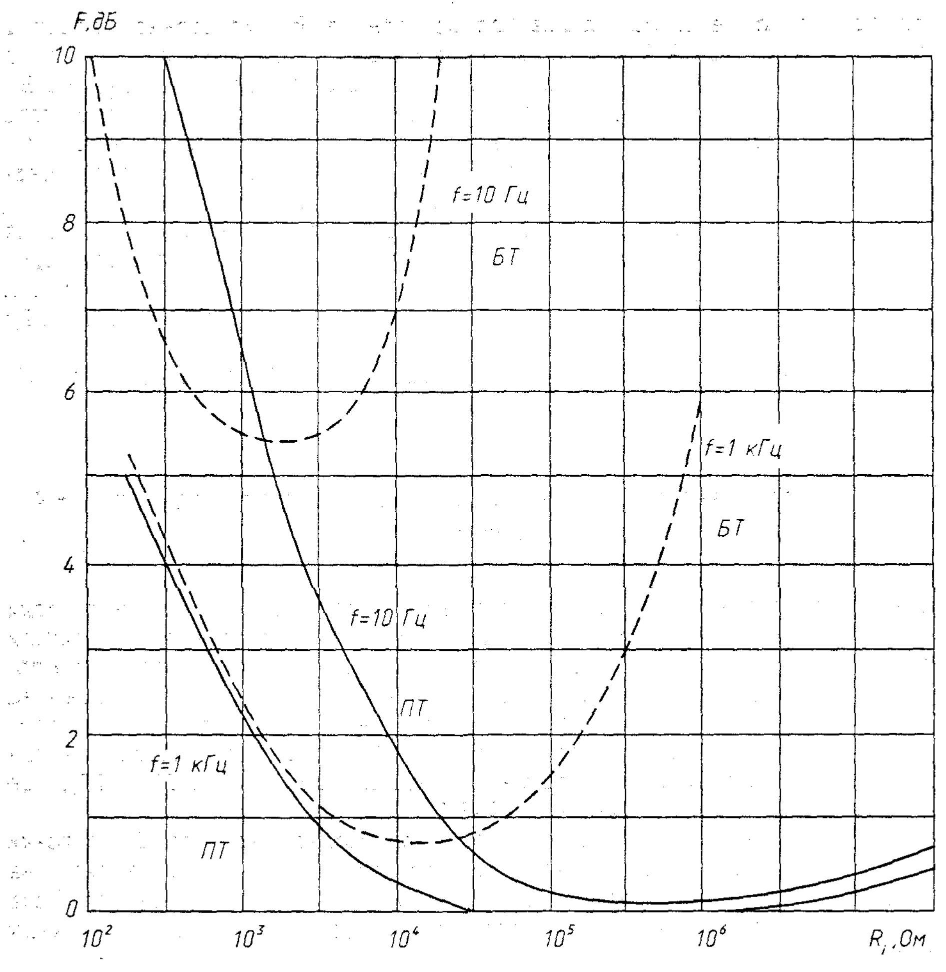


Рис. 2.16. Зависимости коэффициента шума внутреннего сопротивления источника R_i для малошумящего ПТ при $I_C \approx I_{C\,н}$, $U_{си}$ = 10 В и БТ при $I_Э$ = 10 мкА, $U_{КЭ}$ = 5 В на частотах 10 Гц и 1 кГц

При разомкнутом ключе средний квадрат выходного напряжения равен $4kT(R + R_ш)\Delta f_Ш |K_U|^2$. Подбирая R так, чтобы эта величина стала вдвое больше первой (при замкнутом ключе), имеем $R_Ш = R$.

Метод оказывается весьма эффективным до частоты примерно 500 кГц, где выходной ток за счет проходной емкости пренебрежимо мал.

На рис. 2.15 приведены шумовые спектры для одного экземпляра ПТ соответствующего типа, шумовое сопротивление которого на частотах 20 Гц и 10 кГц было наиболее близко к средним значениям этого параметра для данного типа ПТ (количество каждых ПТ — 10...18 шт.) [2.19, 2.20]. ПТ типа КП303А имеет преимущество перед остальными на частотах менее 300 Гц, на частотах выше 1 кГц преимущество имеют транзисторы КП307. Это также подтверждается исследованиями работы [2.20]. Шумовые сопротивления на частоте 20 Гц у лучших образцов ПТ типа КП312А находились в пределах 15...20 кОм, КПС104Г — 100...140 кОм и КП303А — 1,6...3 кОм. Разброс значений $R_Ш$ для 200 экземпляров транзисторов КП303А находился в пределах 1,6...11,4 кОм.

Исследования зависимости $R_Ш$ на частоте 20 Гц от тока стока $I_С$ показали, что в области $I_С \approx$ 1 мА наблюдается минимум $R_Ш$. На частоте более 100 Гц, где

преобладают тепловые шумы канала, сопротивление $R_Ш$ монотонно падает с возрастанием тока $I_С$ до 2,5 мА. Напряжение между стоком и истоком ПТ типа КП303А, работающего в первом каскаде МШУ, должно быть более 5 В ($U_{СИ}$ > 5 В).

На НЧ оптимальное сопротивление источника сигнала $R_{i\,опт}$ может достигать нескольких десятков мегаом, в результате чего на этих частотах с фликкер-шумом ПТ чаще всего работает в режиме рассогласования по шумам. Однако это рассогласование менее критично по сравнению с БТ (рис. 2.16).

При работе ПТ в широком диапазоне выходных сигналов с точки зрения шумовых свойств и НИ необходимо выбирать напряжение сток-исток большим, чем напряжение отсечки на величину, по меньшей мере, равную максимальной амплитуде сигнала $U_м$ на выходе ПТ: $|-U_{СИ}| \geq |U_{отс}| + U_м$. С другой стороны [2.2]: $|U_{СИ}| \leq 2{,}2\ |U_{отс}|$.

Дополнительную информацию о шумовых свойствах ПТ можно найти в [2.7, 2.21—2.24].

2.3.4. Учет реактивности источника сигнала и многополюсности АЧХ усилителя

Существуют источники сигнала (емкостные микрофоны, магнитные головки и т. п.), обладающие достаточно большим реактивным сопротивлением; усилители этих сигналов в диапазоне звуковых частот 20...20000 Гц могут иметь многополюсную АЧХ. Кроме того, иногда необходимо учитывать АЧХ так называемого взвешивающего фильтра, сформированную в соответствии со слуховым восприятием акустических шумов звукового диапазона. С разным количеством учитываемых факторов такой анализ проделан в работах [2.8, 2.15, 2.25, 2.26], где имеются программы расчетов на языке BASIC.

Следует отметить, что при использовании во входном каскаде БТ, с точки зрения минимума временных затрат, очень эффективно применение схем на рис.6.18,*а*, 6.40, 6.41 для экспериментального поиска оптимума эмиттерного тока (так или иначе всегда требуется экспериментальное подтверждение сложных расчетов).

3. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

3.1. Методы повышения линейности усилителей

В настоящее время с появлением цифровых систем звукозаписи уже не дебатируется вопрос о целесообразности получения в усилителях звуковой частоты малых НИ, которые должны быть меньше, чем НИ источника звукового сигнала.

В УРЧ приемных устройств декаметрового диапазона очень важно иметь большой ДД по входным сигналам; здесь чаще всего УРЧ должен усиливать слабый сигнал с заданным качеством на фоне действующей мощной помехи, порождающей НИ.

В телевизионной технике очень важна линейность усилителей полного цветового телевизионого сигнала, так как НИ приводят к ухудшению качества изображения.

НИ в усилительных устройствах неизбежны, поскольку входная и выходная передаточные характеристики БТ и ПТ нелинейны. Нелинейна также зависимость статического усиления по току $h_{21Э}$ от тока эмиттера у БТ. Существуют и другие нелинейные эффекты в каскадах усиления, связанные с модуляцией емкости между коллектором и базой [3.1] и проявляющиеся на ВЧ.

На рис. 3.1 представлены методы повышения линейности усилителей высокой частоты [3.2]. Распространим эту классификацию на все усилители.

БТ и ПТ с широким створом характеристики передачи «вход — выход» используются в УВЧ для расширения ДД тракта приема в диапазоне декаметровых волн (транзисторы КП601, КП902, КП903, КТ610, КТ640, КТ939 и т. п.).

Оптимизация сопротивлений источника сигнала и нагрузки, схемы включения транзисторов, а также оптимизация его режима по постоянному току в приемных устройствах производится обычно по критерию максимума ДД. При этом область максимума ДД не всегда соответствует минимуму коэффициента шума, минимум НИ не обязательно соответствует максимуму ДД, затруднен подбор сопротивлений источника сигнала и входного сопротивления, зависящего от режима работы, при котором эффективно снижаются НИ различных видов.

Использование линейной ООС в целом повышает линейность усилителя. Физически действие ООС, снижающее НИ, можно представить как вычитание из входного некоторой части выходного усиленного сигнала с НИ. Иными словами, цепи ООС подают «нелинейные предыскажения» на вход каскада усиления.

Впервые влияние ООС на характеристики усилителей рассмотрено в [3.3], где показано, что в общем случае в усилителе сигнал на выходе без учета ООС:

$$U_{вых} = a_1 U_{вх} + a_2 U_{вх}^2 + \dots a_m U_{вх}^m,$$

где $U_{вх}$ — входной сигнал, В;

$a_1 \dots a_m$ — коэффициенты, значения которых определяется видом амплитудной характеристики нелинейного активного элемента;

m — порядок нелинейности, определяющий число гармоник, которые следует учитывать.

Будем считать $a_1 = A$. При включении цепи ООС, коэффициент передачи которой равен β, сигнал на выходе каскада усиления:

$$U'_{вых\,ООС} = \frac{AU_{вх}}{1+A\beta} + \frac{a_2}{1+A\beta}\left(\frac{U_{вх}}{1+A\beta}\right)^2 + \left(\frac{a_3}{1+A\beta} - \frac{2\beta a_2^2}{(1+A\beta)^2}\right)\left(\frac{U_{вх}}{1+A\beta}\right)^3 + \dots$$

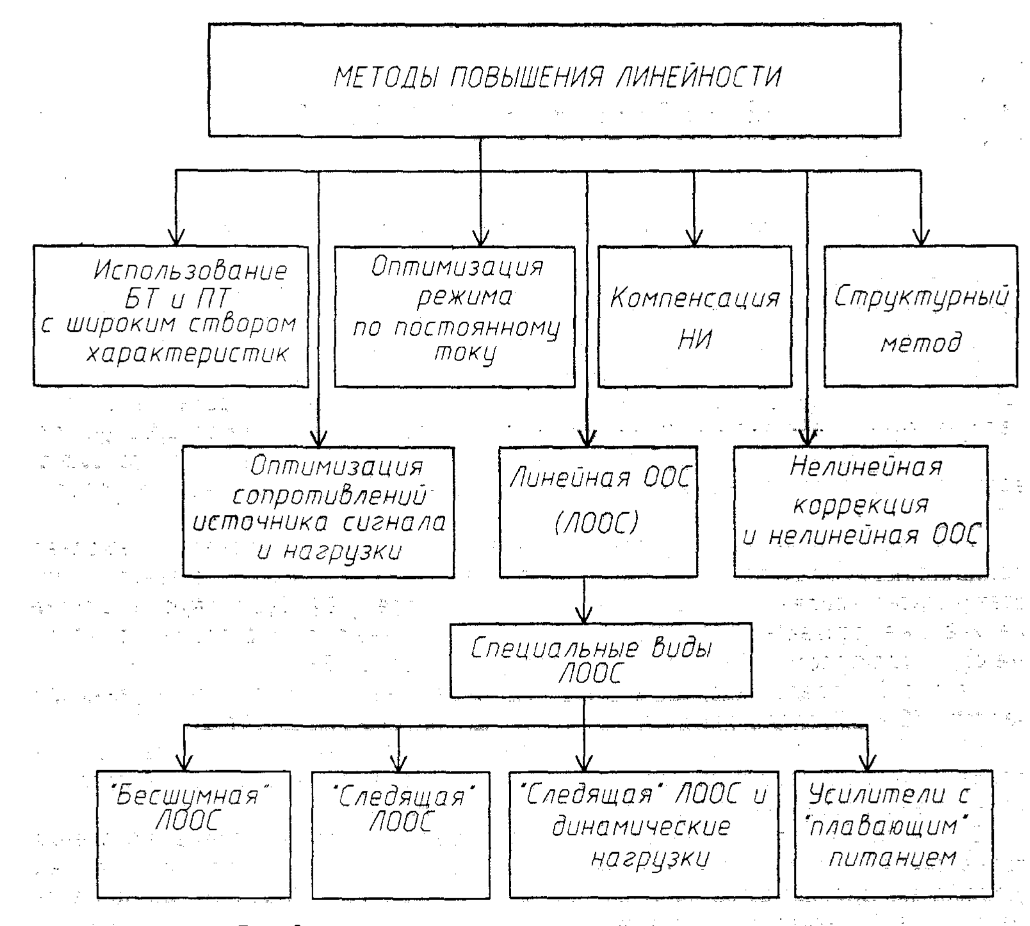


Рис. 3.1. Методы повышениия линейности усилителей

Это соотношение получено при условии, что после введения ООС входное напряжение не изменяется. Выражение показывает, что даже при $a_3 = 0$, то есть в случае усиления без исходной кубичной нелинейности, при введении ООС возникают НИ третьего порядка (кубичная нелинейность). Физически это объясняется тем, что продукты нелинейности подаются цепью ООС на вход каскада и при повторном прохождении через нелинейность активного элемента не только частично компенсируют продукты того же вида, но и создают новые, более высокого порядка.

Таким образом, введение ООС приводит к появлению в общем случае бесконечного ряда новых комбинационных гармоник несмотря на то, что исходная амплитудная характеристика определялась, например, только квадратичной нелинейностью (то есть $a_3 = a_4 = \ldots = a_m = 0$).

Иногда «довеском» $2\beta a_2^2(1 + A\beta)^{-2}$ и другими более высоких порядков пренебрегают [3.5], но при строгом рассмотрении процессов, связанных с подавлением НИ за счет ООС, необходимо учитывать описанный «вторичный» эффект ООС [3.2, 3.4], откуда следует:

1. С увеличением глубины ООС $F = 1 + A\beta$ величина $k_{г2}$, обусловленная коэффициентом a_2, монотонно падает.

2. С увеличением глубины ООС величина $k_{г3}$, зависящая от коэффициента a_3, монотонно падает, а оставшаяся часть, обусловленная коэффициентом a_2, имеет

экстремальный характер. Таким образом, зависимость $k_{г3}$ от увеличения глубины линейной ООС имеет сложный характер и в некоторой области изменений F возможен рост $k_{г3}$.

3. Кубичные искажения при введении линейной ООС не зависят от нелинейных квадратичных искажений только при условии

$$\left|\frac{a_3}{1+A\beta}\right| >> \left|\frac{2a_2^2\beta}{(1+A\beta)^2}\right|,$$

что не всегда выполняется, например, в каскадах на БТ, где уровень второй гармоники значительно больше уровня третьей.

Замечания и рекомендации

1. Если источник сигнала — генератор напряжения, то выходной ток нелинейно связан с входным напряжением и характеристика передачи определяет все нелинейности тока; снизить такие НИ можно введением ООС по току.

2. Если источник сигнала — генератор тока, то НИ зависят, в основном, от нелинейности усиления по току; снизить такие НИ можно введением ООС по напряжению.

3. Существует оптимальное сочетание глубин ООС по напряжению и току, при котором достигаются минимальные НИ.

4. Бесшумная ООС (линейная ООС без потерь) предназначена для расширения ДД без заметного увеличения уровня шумов каскада и реализуется с помощью широкополосных трансформаторов, в которых потери сведены к минимуму (см. схемы УВЧ раздела 8.3).

5. Компенсация НИ возможна при соединении каскадов усиления. Широко применяются двухтактная, дифференциальная, балансная схемы, позволяющие значительно снижать уровень четных гармоник. При последовательном соединении двух усилительных каскадов с разным включением транзисторов также возникают условия взаимокомпенсации нелинейных продуктов разных видов. На рис.8.20 приведена схема четырехкаскадного усилителя с взаимокомпенсацией нелинейностей.

Имеются данные [3.6], что для компенсации НИ второго порядка целесообразно соединение по схеме ОЭ-ОЭ, а для уменьшения НИ третьего порядка — ОЭ-ОБ (каскодная схема). При соединении каскадов усилителя на ПТ по схеме с ОИ взаимно компенсируются НИ второго и третьего порядков.

3.2. Нелинейные искажения в каскадах усиления

Оценим НИ различных каскадов усиления на биполярных и полевых транзисторах. При этом влияние ООС, снижающей НИ, будет учитываться со следующими упрощающими предпосылками, уместными лишь для однокаскадных усилителей:

— характеристики всей системы «усилитель-цепь ООС» непрерывны и не зависят от времени и частоты (в частности, цепь ООС — безынерционна);

— отсутствуют резкие изломы характеристик (типа насыщения — отсечки);

— НИ невелики и малы по сравнению с линейными составляющими сигнала.

Выполнение этих предпосылок делает целесообразным учет линейности каскадов по коэффициенту нелинейных искажений, представляющему собой отношение мощности паразитных гармоник на выходе каскада к мощности гармонического сигнала.

У каскада с ОЭ коэффициенты квадратичных и кубичных искажений составляют соответственно [3.5, 3.8]:

$$k_{Г2} = \frac{U_{вх}}{4\varphi_Т}, \qquad (3.1)$$

$$k_{Г3} = \frac{1}{24}\left(\frac{U_{вх}}{\varphi_Т}\right)^2; \qquad (3.2)$$

или, %,

$$k_{Г2} = \frac{25U_{вх}}{\varphi_Т}, \qquad (3.3)$$

$$k_{Г3} = 4{,}17\left(\frac{U_{вх}}{\varphi_Т}\right)^2. \qquad (3.4)$$

При коэффициенте НИ в 1% максимальное напряжение на входе равно 1 мВ.

Резистор в цепи эмиттера БТ создает ООС по току, снижающую НИ. В этом случае коэффициент НИ можно вычислить по формуле [3.7]:

$$k_Г = \frac{\varphi_Т^2 U_{вх}^2}{(\varphi_Т + I_Э R_Э)^4}. \qquad (3.5)$$

Здесь $R_Э$ — сопротивление в цепи эмиттера по переменному току, Ом.

В [3.5] приводится более точный расчет коэффициента НИ (с программой на языке BASIC, вычисляющей соответствующие коэффициенты до 5-й гармоники включительно).

У каскада с ОИ коэффициент НИ, %, можно определить по формулам [3.5]:

$$k_{Г2} = \frac{25}{1 - \left|\frac{U_{ЗИ}}{U_{отс}}\right|}\frac{U_{вх}}{|U_{отс}|} = \frac{25U_{вх}}{|U_{отс}|}\sqrt{\frac{I_{С\,н}}{I_С}}; \qquad (3.6)$$

$k_{Г3} \approx 0$, то есть ПТ имеет квадратичную нелинейность, порождающую только четные гармоники. Максимальное напряжение на входе при коэффициенте НИ в 1% составляет 100 мВ для ПТ с напряжением отсечки $U_{отс}$ = 2,6 В.

При включении резистора в цепи истока коэффициент НИ можно оценить по формуле [3.7]:

$$k_Г = \frac{I_{С\,н} U_{вх}^2}{I_С(1 + S_р R_И)^4 U_{отс}^2}, \qquad (3.7)$$

где $R_И$ — сопротивление в цепи истока по переменному току, Ом.

У реального ПТ наличие резистора $R_И$ в цепи истока приводит к появлению производных крутизны любого порядка и, следовательно, к дополнительным гармоникам. Так, появляется 3-я гармоника и $k_{Г3} \neq 0$ [3.4]. В этой работе предложена модель и метод точного расчета высших гармоник крутизны ПТ, необходимых для оценки дополнительных и специфических типов НИ применительно к радиоприемным устройствам.

Коэффициент НИ в дифференциальном каскаде на БТ определяется как отношение амплитуды третьей гармоники к амплитуде первой (вторая и все четные считаются равными нулю) [3.8]:

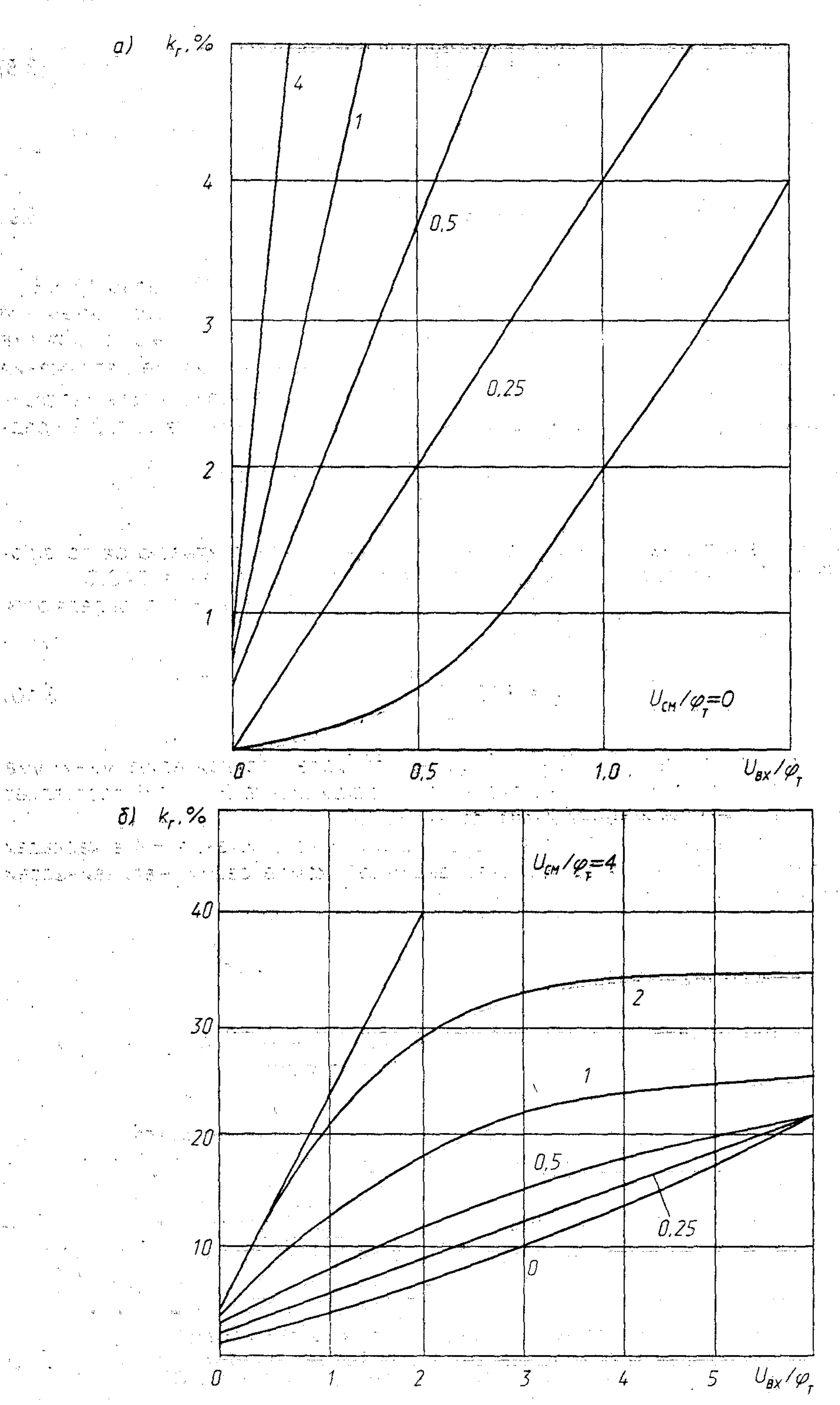


Рис 3.2. Зависимости коэффициента НИ дифференциального каскада от малых (*а*) и больших (*б*) входных напряжений

$$k_{г3} = \frac{1}{48}\left(\frac{U_{вх}}{\varphi_T}\right)^2, \quad (3.8)$$

или, %,

$$k_{г3} = 2{,}08\left(\frac{U_{вх}}{\varphi_T}\right)^2. \quad (3.9)$$

Максимальное входное напряжение при коэффициенте НИ в 1% равно 17 мВ.

Формулы (3.8), (3.9) пригодны для определения минимально возможных НИ при работе на линейном участке характеристики прямой передачи в режиме малого сигнала ($U_{вх} \le \varphi_T$). В этих формулах не учитывается влияние напряжения смещения на величину коэффициента НИ. В [3.9] получена зависимость коэффициента гармоник от амплитуды входного напряжения смещения. На рис. 3.2 представлены семейства зависимостей $k_{г3} = f(\frac{U_{вх}}{\varphi_T})$ при $\frac{U_{вх}}{\varphi_T} = \mathrm{const}$.

Для ДК с эмиттерными резисторами (рис. 5.14) НИ рассчитываются по формулам [3.5]. Там же для расчета НИ имеется программа на языке BASIC.

В ДК на ПТ вторая гармоника равна нулю ($k_{г2} = 0$). Все НИ определяются кубичными искажениями, %, [3.5]:

$$k_{г3} = 3{,}13\left(\frac{U_{вх}}{\varphi_T}\right)^2. \quad (3.10)$$

При этом ток стока $I_С = 0{,}5I_{С\,н} = I_{С\,опт}$ — оптимален по критерию минимума НИ. Максимальное напряжение на входе при коэффициенте НИ в 1% составляет 1,5 В для ПТ с напряжением отсечки $U_{отс} = 2{,}6$ В.

В [3.10] исследовано влияние активной нагрузки на снижение НИ в каскадах на ПТ (рис. 3.3), достигаемое за счет взаимной компенсации нелинейностей усилительного и нагрузочного ПТ одного типа.

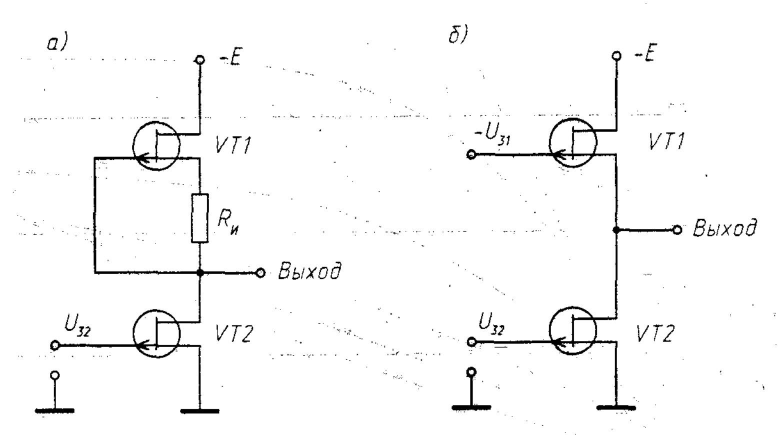


Рис. 3.3. Усилительные каскады на ПТ с активной нагрузкой:
а — с динамической нагрузкой в виде источника тока;
б — с нагрузочным транзистором, включенным по схеме с ОЗ

В схеме (рис. 3.3,*а*) нагрузочный транзистор *VT1* включен как источник тока (динамическая нагрузка). Другое название схемы — каскад с токостабилизирую-

щим резистором. Схема рис. 3.3,б — каскад с квазилинейным резистором, образованным при помощи транзистора *VT1* по схеме с ОЗ.

На рис. 3.4 приведены экспериментальные зависимости коэффициента усиления по напряжению K_U и коэффициента НИ при амплитуде входного сигнала $U_{вх}$ = 0,1 В для каскадов с линейной и динамической нагрузками, выполненных на ПТ КП103К с напряжением отсечки $U_{отс}$ = 3,2 В (рис. 3.3,а). Основное преимущество каскада с динамической нагрузкой — более высокий коэффициент усиления по напряжению и отсутствие роста НИ при изменении напряжения затвор-исток.

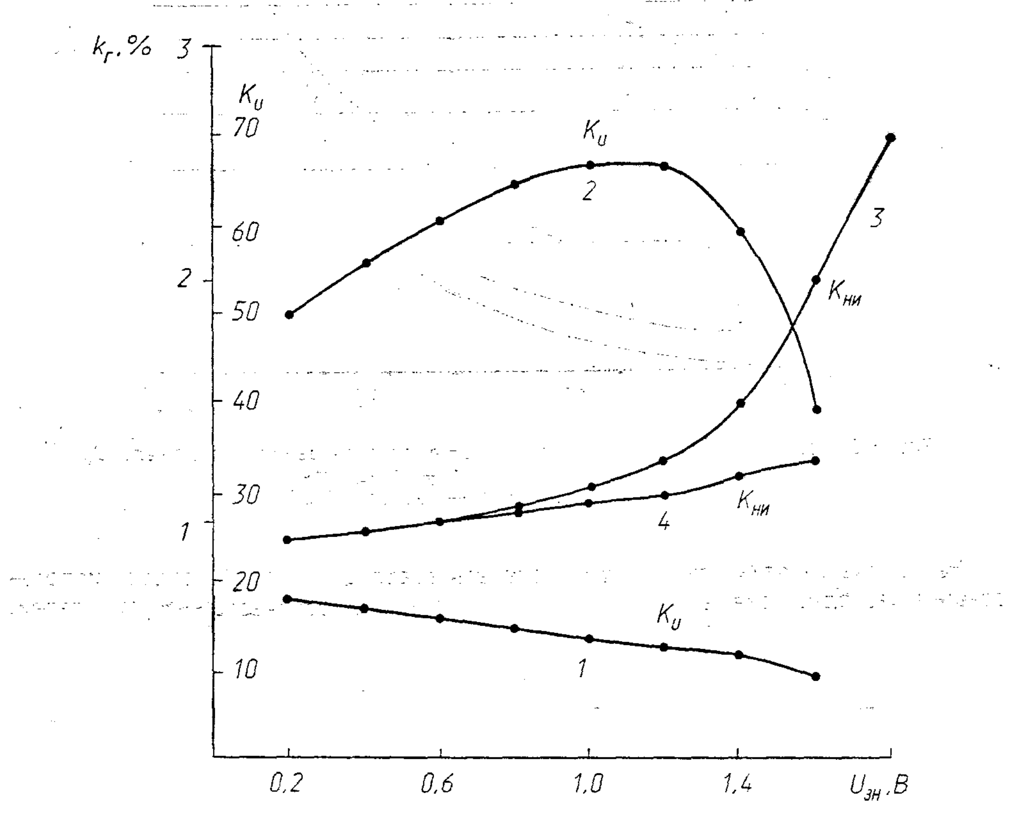


Рис. 3.4. Экспериментальные зависимости коэффициентов усиления по напряжению K_U и коэффициентов НИ для каскадов с линейной (*1*, *2*) и динамической (*3*, *4*) нагрузками

У каскада с нагрузочным ПТ с ОЗ (рис. 3.3,б) усиление по напряжению ниже ($K_U \le 5$), но значительно меньше коэффициент НИ (примерно в 10 раз) по сравнению со схемой с линейной нагрузкой. Для ПТ КП103, имеющих $U_{отс1}$ = $= U_{отс2}$ = 2 В, $E = U_{З1}$ = 5 В, $I_{С\,н}$ = 0,3...3 мА, каскад имеет следующие параметры [3.10]: K_U = 3,2; напряжение на затворе *VT2* может изменяться в пределах линейного участка $U_{З2}$ = 1,2...2 В; при $U_{З2}$ = 1,5 В выходное сопротивление $R_{вых}$ = 1 кОм, $I_С \approx$ 0,19 мА.

В [3.11] приводятся результаты измерений НИ каскада с ОЭ и каскодной схемы ОЭ-ОБ при одинаковом токе коллектора (рис. 3.5).

В зависимости от частоты у каскодной схемы ОЭ-ОБ коэффициент НИ в 2...6 раз меньше, чем в каскаде ОЭ, что объясняется отсутствием влияния модуляции проходной емкости, которая в каскоде мала.

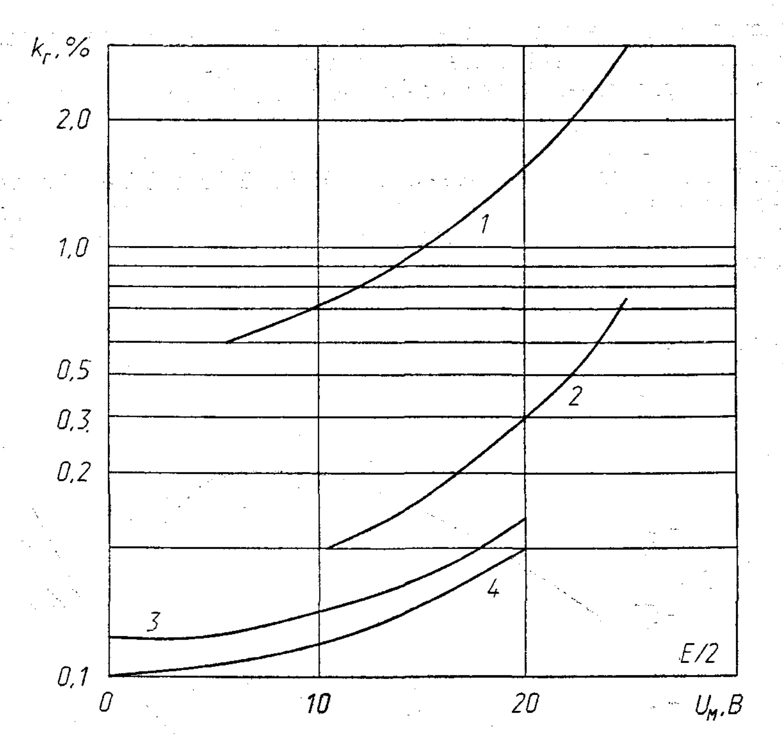


Рис. 3.5. Зависимости коэффициентов НИ от амплитуды выходного сигнала $U_м$:
1, 3 — на частоте 20 кГц; *2, 4* — на частоте 1 кГц;
1, 2 — каскад ОЭ; *3, 4* — каскод ОЭ-ОБ

На основании этих данных можно сделать вывод о целесообразности использования каскодной схемы при построении линейных высокочастотных усилителей.

4. ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Многокаскадные усилители применяются в тех случаях, когда простейшие однокаскадные не удовлетворяют по тем или иным параметрам:

— недостаток и нестабильность усиления;
— большие нелинейные искажения;
— низкая нагрузочная способность;
— минимум выходного напряжения шумов.

Ниже будут рассмотрены характеристики многокаскадных усилителей, охваченных ООС по постоянному и переменному напряжению и току.

4.1. Амплитудные и фазовые частотные характеристики усилителей

На рис. 4.1 представлена структурная схема транзисторного МУ с n каскадами усиления.

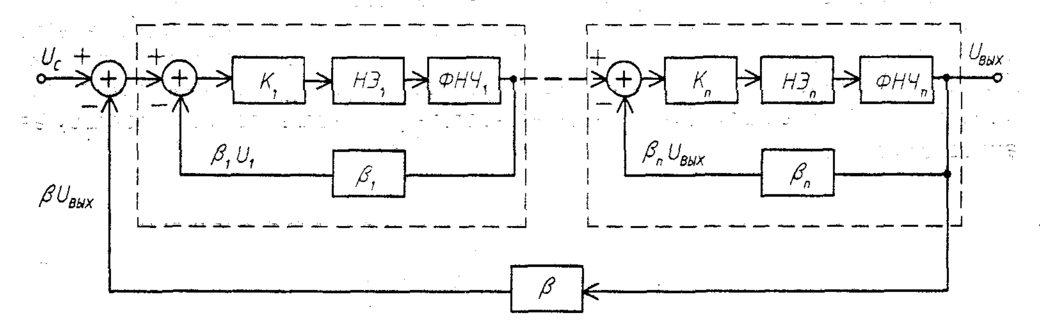


Рис. 4.1. Структурная схема транзисторного усилителя с цепями ООС

Здесь каждый каскад представлен в виде последовательного соединения идеального безынерционного усилительного звена с коэфициентом усиления K_i, нелинейного элемента НЭ и ФНЧ с частотой среза f_i (где i = 1, 2, 3, ..., n — номер каскада). Как правило, отдельные каскады охвачены ООС различной глубины $F_i = 1 + \beta_i K_i$, где β_i — коэффициент передачи сигнала цепью ООС. Коэффициент усиления отдельного каскада с учетом местной ООС равен:

$$A_i = \frac{K_i}{1 + K_i \beta_i}.$$

Коэффициент усиления всего усилителя с учетом общей ООС, имеющей коэффициент передачи β, равен:

$$K = \frac{A_0}{1 + A_0 \beta},$$

где $A_0 = A_1 A_2 A_3 \ldots A_n$ — коэффициент усиления всего усилителя без влияния общей ООС.

4.1.1. АЧХ и ФЧХ интегрирующей *RC*-цепи.

ФНЧ в схеме рис. 4.1 в первом приближении можно считать интегрирующей *RC*-цепью (рис. 4.2,*а*). Обычно их число соответствует количеству независимых каскадов усиления, определяющих форму спада АЧХ в области ВЧ. Частота среза определяется постоянной времени: $f_c = \dfrac{1}{2\pi\tau_в} = \dfrac{1}{2\pi RC}$.

АЧХ (модуль K_U) и ФЧХ *RC*-цепи описываются уравнениями $K_U = \dfrac{1}{\sqrt{1+\left(\dfrac{f}{f_c}\right)^2}}$, $\varphi = \operatorname{arctg}\left(-\dfrac{f}{f_c}\right)$ соответственно. На частоте среза $f = f_c$ коэффициент передачи падает до уровня 0,7 (–3 дБ), а набег фазы составляет 45° ($\pi/4$). На рис. 4.2,*б*,*в* показаны логарифмические АЧХ и ФЧХ. При этом считается, что $K_U \approx \dfrac{f_c}{f}$, что дает ошибку на частоте f_c, равную –3 дБ. Изменение текущей частоты в десять раз (на декаду) приводит к уменьшению коэффициента передачи также в десять раз (–20 дБ), то есть скорость ВЧ-спада за частотой среза f_c составляет –20 дБ/дек (или –6 дБ/октава при изменении частоты в два раза).

ФЧХ *RC*-цепи описывается тангенсоидой. При логарифмическом масштабе по оси частот отсчет не может начинаться с нуля, поэтому фазовую характеристику *RC*-цепи в одинарном логарифмическом масштабе удобно аппроксимировать ломаной линией, имеющей скачок –90° на частоте f_c. Иногда применяется другая аппроксимация:

$$\varphi(f) = \begin{cases} 0 & \text{при } f < \dfrac{f_c}{10}, \\ 45^\circ(1+\lg 2\pi f\tau) & \text{при } \dfrac{f_c}{10} < f < 10 f_c, \\ 90^\circ & \text{при } f > 10 f_c. \end{cases}$$

В этом случае ФЧХ можно представить тремя отрезками прямых. Изломы асимптотической ФЧХ соответствуют частотам $\dfrac{f_c}{10}$ и $10 f_c$ (рис.4.2,г).

4.1.2. АЧХ и ФЧХ многокаскадного усилителя

В многокаскадном усилителе суммарная АЧХ имеет несколько изломов в соответствии с постоянными времени эквивалентных *RC*-цепей, каждая из которых увеличивает скорость спада на 20 дБ/дек (рис. 4.3). Для повышения стабильности различных характеристик МУ охватываются общей ООС, коэффициент передачи цепи которой равен β (рис. 4.1).

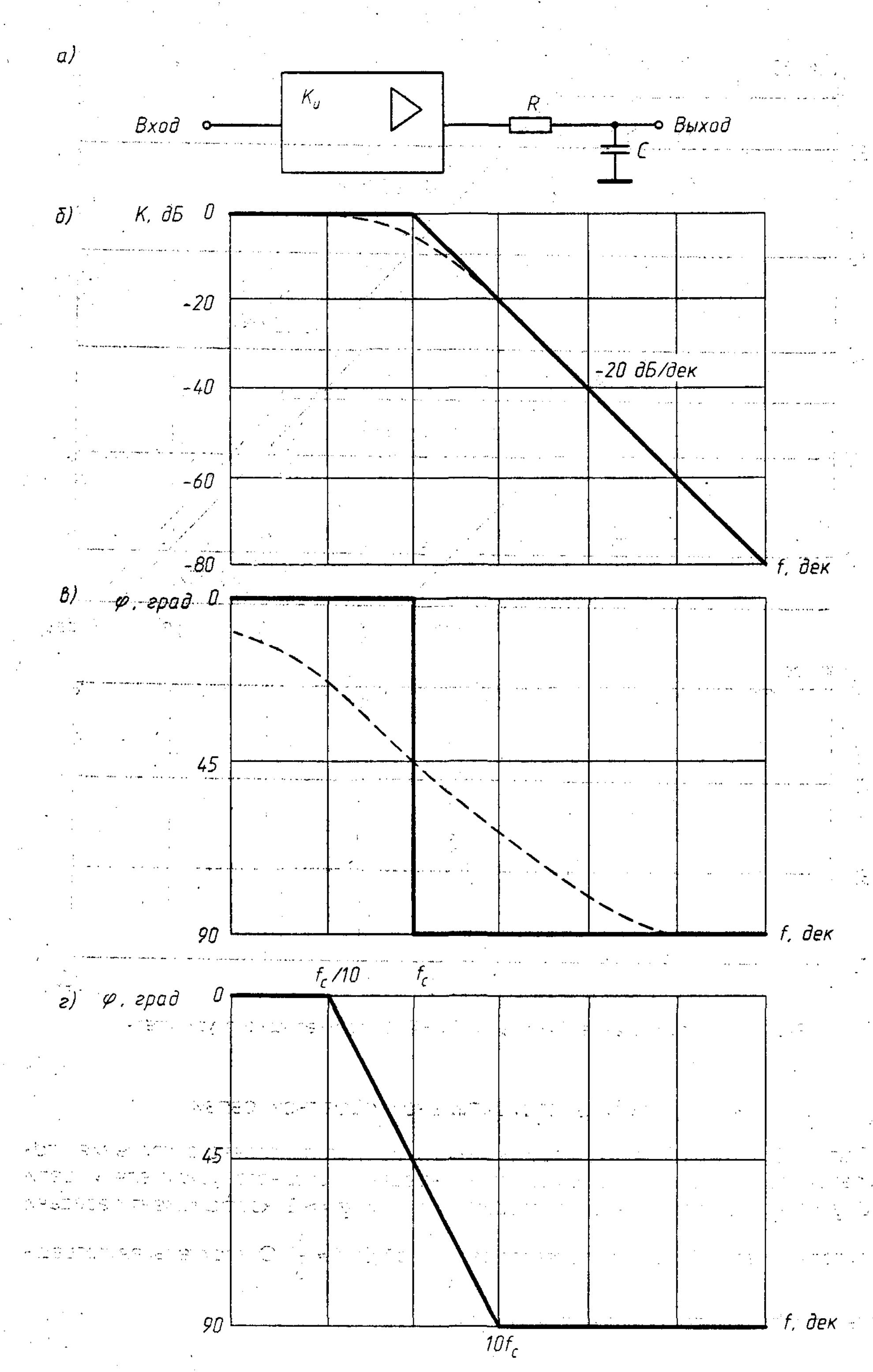


Рис. 4.2. Эквивалентная схема усилительного каскада (*а*), его логарифмические АЧХ (*б*) и ФЧХ (*в*, *г*)

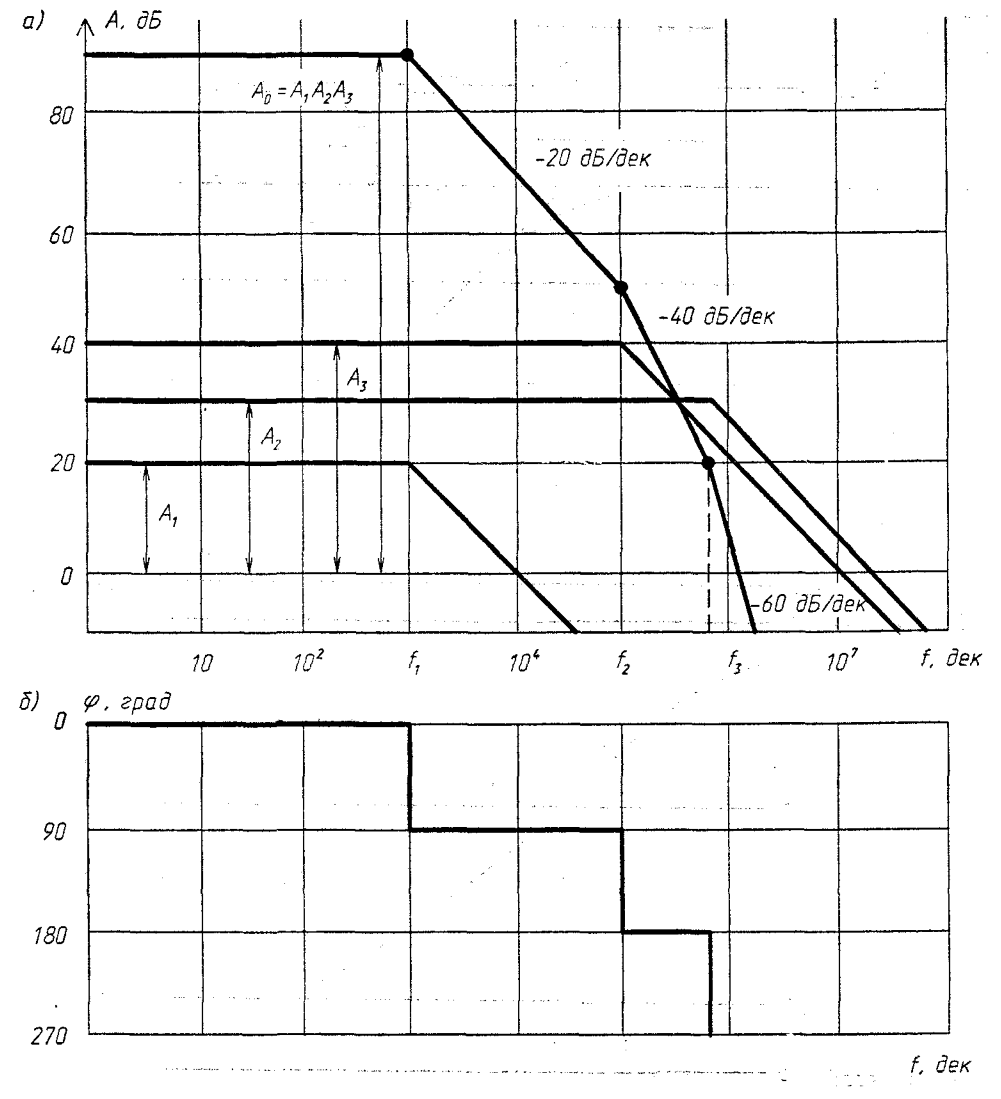


Рис. 4.3. Формирование ЛАЧХ (*а*) и ЛФЧХ (*б*) трёхкаскадного усилителя

4.1.3. Глубина отрицательной обратной связи

Под глубиной ООС (другой термин — коэффициент петлевого усиления) понимается произведение коэффициентов передачи исходного усилителя и цепи ООС: $g = \beta A_0$. При достаточном петлевом усилении ($g >> 1$) коэффициент передачи усилителя с цепью ООС определяется величиной β: $K \approx \frac{1}{\beta}$. Относительная погрешность коэффициента *K* составит $\frac{1}{g} = \frac{1}{\beta} A_0$.

Один из способов измерения коэффициента *g* основан на разрыве петли ООС между выходом усилителя и входом цепи обратной связи. Теперь, если на вход

цепи ООС подать испытательный сигнал напряжением $U_и$ и измерить выходное напряжение усилителя, то можно определить коэффициент петлевого усиления из выражения $U_{вых} = \beta A_0 U_и = gU_и$.

Коэффициент петлевого усиления можно измерить, не разрывая цепь ООС. Для этого на вход схемы нужно подать сигнал с напряжением $U_{вх}$ и измерить отношение выходного напряжения цепи ООС $\beta U_{вых}$ к входному. При этом получается

$$\frac{\beta U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\beta U_{вых}}{\dfrac{U_{вых}}{A_0}} = A_0\beta = g.$$

4.2. Устойчивость усилителей

Под термином «устойчивость» в теории усилительных устройств понимают отсутствие самовозбуждения (генерации). С практической точки зрения устойчивость должна обеспечиваться во всех режимах работы усилителя (изменение температуры и напряжения питания, разброс параметров транзисторов, старение пассивных элементов и т. п.).

Генерация колебаний в многокаскадном усилителе возникает в том случае, если имеется частота, для которой фазовый сдвиг становится равным нулю при прохождении сигнала через усилитель и цепь ОС (условие баланса фаз), а коэффициент петлевого усиления $|g| = |\beta A_0| \geq 1$ (условие баланса амплитуд).

Заметим, что для точной оценки устойчивости следует применять аппроксимацию ФЧХ в соответствии с рис. 4.2,*г*.

В соответствии с рис. 4.4 назовем предельной такую частоту $f_{пр}$, на которой $\Delta\varphi = 0$ (определяется коэффициентами усиления и полюсами АЧХ каскадов усиления) и критической частоту $f_{кр}$, при которой $|g| = 1$ (зависит от предыдущих параметров и коэффициента передачи цепи обратной связи, которую в дальнейшем будем считать резистивной).

Основное требование обеспечения устойчивости заключается в следующем: прямая, соответствующая усилению $K = \dfrac{1}{\beta}$ с замкнутой цепью ООС, должна пересекать отрезок АЧХ с наклоном –20 дБ/дек (рис. 4.4,*а*).

Если $f_{кр} \geq f_{пр}$, то возникают незатухающие колебания, так как $|g| \geq 1$ и $\Delta\varphi = 0$. Если $\Delta\varphi > 0$, то в усилителе могут быть возбуждены только затухающие колебания.

Устойчивость макета усилителя, а также запас по фазе можно проанализировать по виду переходной характеристики, подавая на вход прямоугольные импульсы с крутыми фронтами и наблюдая вид выходных.

На рис. 4.5 приведены переходные характеристики ОУ К553УД2, охваченного цепью ООС, при различных значениях запаса по фазе $\Delta\varphi$ и подаче на вход прямоугольного скачка напряжения.

При $\Delta\varphi = 90^\circ$ получается апериодический демпфированный сигнал, при $\Delta\varphi = 65^\circ$ передаточная характеристика имеет выброс около 4%. При меньших значениях $\Delta\varphi$ переходной процесс демпфируется слабее (амплитуда выброса увеличивается). При $\Delta\varphi = 0^\circ$ в усилителе возникают незатухающие колебания.

В некоторых случаях можно использовать участок АЧХ с наклоном –40 дБ/дек (при f_2, близком к f_1). В результате АЧХ усилителя имеет подъем вблизи частоты $f_{пр}$, а на переходной характеристике появляется значительный выброс. Такой усилитель иногда называют условно устойчивым.

а) A, дБ

A_0

1

g

$|g|$

2

$K=1/\beta$

3

$K_1=1/\beta_1$

$f_{1К}$ f_1 $f_{КР}$ f_T f_2 $f_{КР1}$ f_3 f, дек

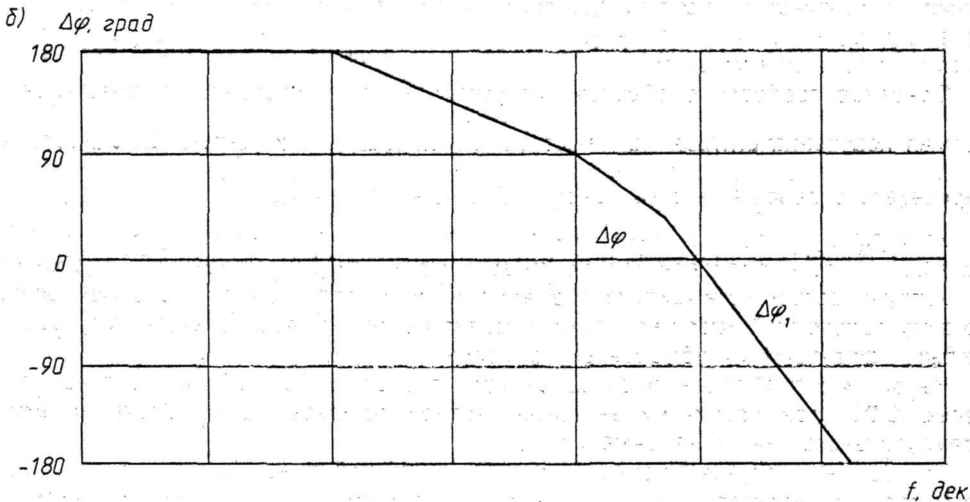


Рис. 4.4. ЛАЧХ (*а*) и ЛФЧХ (*б*) усилителя с тремя постоянными времени и замкнутой ООС

Если прямая $\frac{1}{\beta_1}$ пересекает участок АЧХ с наклоном –40 дБ/дек (за предельной частотой $f_{пр}$) или –60 дБ/дек (прямая *3*), суммарный сдвиг фазы вместе с необ-

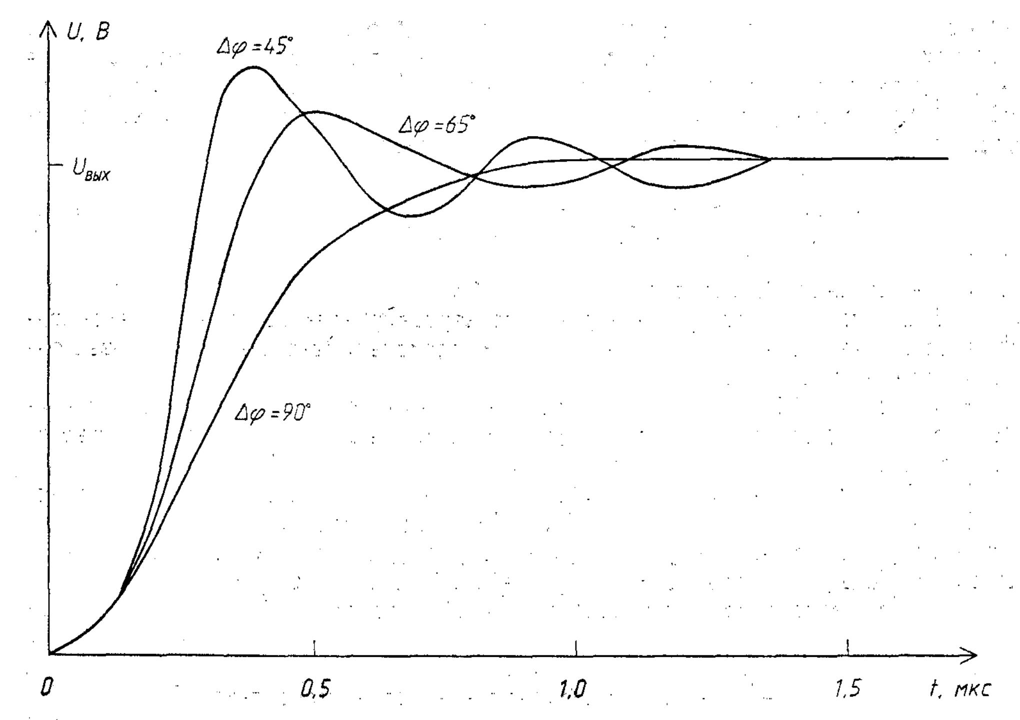


Рис. 4.5. Импульсные передаточные характеристики ОУ, охваченного ООС, при различных значениях запаса по фазе Δφ

ходимым для реализации ООС начальным, равным 180°, превышает 360°, то есть ООС превращается на этих частотах в ПОС, и если здесь петлевое усиление еще превышает единицу, то есть $|\beta A_0| = |g| > 1$, в схеме возникает генерация.

Таким образом, глубина ООС не может быть больше определенной величины, и на практике для многокаскадного усилителя проще получить большое усиление, близкое к усилению с разомкнутой петлей ООС.

Для получения оптимальных частотных и переходных характеристик вводится коррекция АЧХ, заключающаяся в увеличении постоянной времени τ_1 (f_1 снижается до частоты $f_{1к}$), в результате чего АЧХ получает наклон —20 дБ/дек от частоты $f_{1к}$ до частоты единичного усиления $f_т$ (прямая 2 на рис. 4.4,*а*); сдвиг фаз постоянен на всем спаде АЧХ и равен 90°, что соответствует максимальному запасу на самовозбуждение, если усилитель охвачен петлей ООС (ФЧХ скорректированного усилителя на рис. 4.4 не показана). В таком усилителе $f_{1к}A_0 = f_т$.

Для того, чтобы при максимальной глубине обратной связи ($K = 1$) оставался запас по фазе, равный 65°, частота $f_т$ должна выбираться из условия $f_т \approx \frac{f_2}{2}$. Такие требования предъявляются к ОУ широкого применения.

При введении ООС или увеличении глубины ООС полоса пропускания усилителя расширяется как со стороны низких, так и со стороны высоких частот в $(1 + \beta A_0)$ раз (рис. 4.6):

$$f_{н\,ос} = \frac{f_н}{1+\beta A_0}\,;\; f_{в\,ос} = f_в(1+\beta A_0)\,.$$

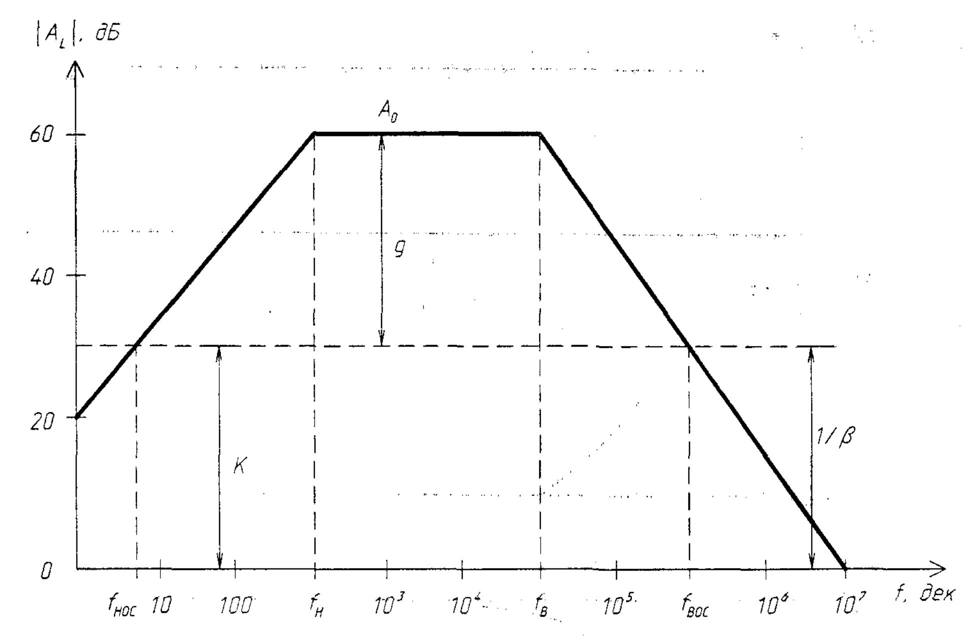


Рис. 4.6. Влияние ООС на увеличение полосы пропускания усилителя

В [4.3] проанализирована устойчивость в области низких частот усилителей переменного тока при введении ООС, изложены важные практические соображения, необходимые для разработки усилителей с ООС и цепями коррекции АЧХ.

4.3. Быстродействие многокаскадных усилителей

Быстродействие усилителя определяется различными способами и отображается несколькими взаимосвязанными ЧХ, а также импульсными и временными параметрами. Наиболее часто используются пять таких зависимостей:

— малосигнальная АЧХ коэффициента усиления (рис. 4.3, 4.4);

— ЧХ максимальной амплитуды неискаженного выходного сигнала (ЧХ полной мощности выходного сигнала);

— скорость отклика усилителя (максимальная скорость нарастания выходного напряжения);

— время установления выходного напряжения с заданной точностью;

— время восстановления после перегрузок.

В паспорте на ОУ указывается максимальная скорость нарастания выходного сигнала V_U в режиме повторителя (справочный параметр с размерностью В/мкс), которая связана с максимальной амплитудой выходного сигнала $U_{вых\,max}$, В, и максимальной частотой полной мощности $f_{мА}$, Гц, соотношением

$$f_{мА} = \frac{V_U}{2\pi U_{вых\,max}}. \qquad (4.1)$$

Одной из важных характеристик ОУ является время установления $t_{уст}$ выходного напряжения с заданной точностью при подаче на вход скачкообразного (ступенчатого) воздействия. По истечении времени $t_{уст}$ выходное напряжение ОУ входит в заданную зону относительной ошибки установления $\varepsilon_о$, то есть:

$$\varepsilon_0 \le \frac{|U_{вых}(t \ge t_{уст}) - U_{вых}(\infty)|}{|U_{вых}(\infty)|} \cdot 100\% . \qquad (4.2)$$

Для получения минимального времени переходного процесса ОУ при малых ошибках установления (ε_0 = 0,01...0,1%) требуется детальное исследование взаимосвязи АЧХ и другими параметрами быстродействия с одной стороны и переходной характеристики с другой.

Оптимальные логарифмические АЧХ и ФЧХ ОУ соответствуют апериодическому звену первого порядка (рис. 4.2). Однако ОУ нельзя рассматривать как идеальное апериодическое звено, что допустимо только при оценке устойчивости схемы. Это происходит из-за ограничения значений токов, которые отдельные каскады усилителя могут отдавать в нагрузку, что ограничивает скорость нарастания выходного напряжения.

Время установления сигнала с заданной точностью зависит от полосы пропускания в малосигнальном режиме, максимальной скорости нарастания выходного сигнала и, как будет показано ниже, от вида АЧХ устойчивого усилителя.

При β = 0,1...1 (для небольших коэффициентов усиления K = 1...11) лимитирующим фактором является, как правило, V_U, а при $\beta < 0{,}1$ ($K > 11$) время установления определяется полосой пропускания.

Рассмотрим влияние максимальной скорости нарастания ОУ и вида линейной АЧХ (рис. 4.7,*б*) на переходной процесс (рис.4.8) в неинвертирующем усилителе рис. 4.7,*а*, имеющем коэффициент усиления $K = \frac{R_2}{R_1} + 1$. В начале рассмотрим реакцию усилителя с АЧХ (1) на рис. 4.7,*б*. В момент возникновения скачкообразного входного сигнала (рис. 4.8,*а*) $U_{вых}$ = 0 и в точке суммирования Σ сигнал обратной связи отсутствует (рис. 4.8,*б*). Дифференциальное напряжение между входами ОУ $U_д = U_+ - U_- = U_c$.

Введем понятие — порог перегрузки, определяемый напряжением на входе каскада, при котором он находится на краю рабочего участка выходной характеристики, не заходя в область насыщения или отсечки. Это напряжение назовем входным граничным $U_{гр}$. Для простого ДК на БТ $U_{гр} = (3...6)\varphi_T \approx 75...150$ мВ.

Если $U_д = U_c \ge U_{гр}$, БТ входного ДК работают как токовые ключи, пропускающие весь ток к следующему каскаду. Выходное напряжение всего усилителя при этом начинает линейно нарастать со скоростью V_U (рис. 4.8,*в*):

$$U_{вых}(t) = V_U t , \qquad (4.3)$$

то есть ОУ ведет себя так, как будто бы он не был охвачен ООС.

Начальное прямолинейное нарастание $U_{вых}(t)$ завершается в момент, когда входной ДК переходит в режим линейного усиления и петля ООС активно замыкается.

Выражение для времени установления состоит из двух частей (первая часть отображает линейный этап, вторая — экспоненциальный):

$$t_{уст} = \frac{U_{вых}}{V_U} - \tau_3 + 2{,}3\tau_3 \lg\left(-\frac{V_U \tau_3}{\varepsilon U_{вых}}\right) , \qquad (4.4)$$

где $U_{вых} = KU_{вх}$, В;

$\tau_3 = K\tau_T = \frac{K}{2\pi f_T}$, с; ($f_т$ — частота единичного усиления, Гц).



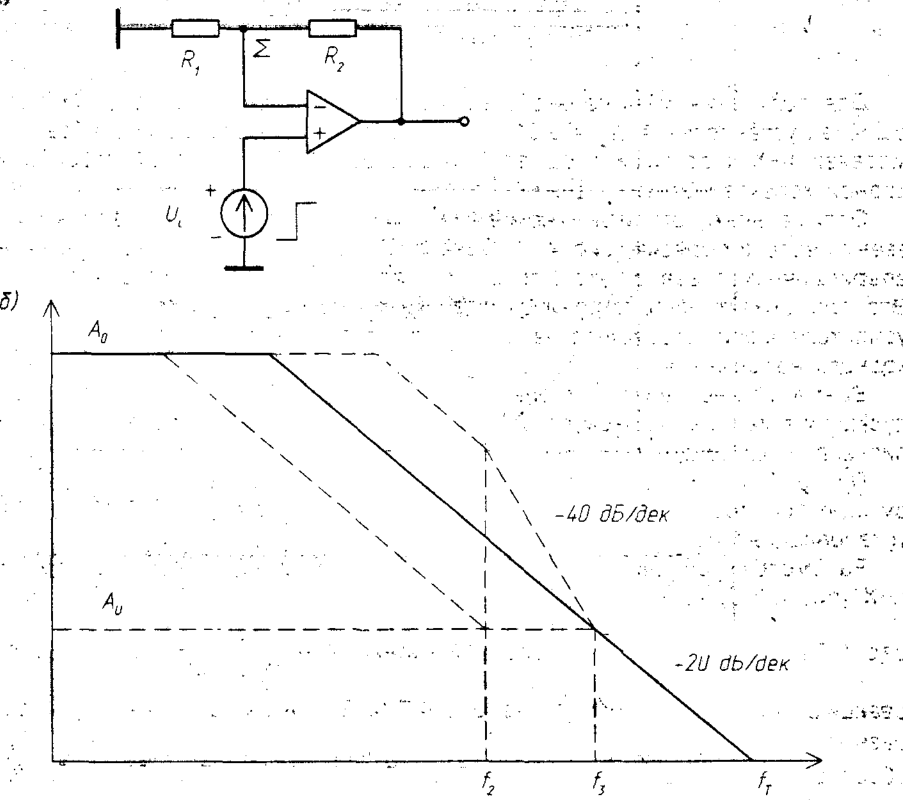


Рис. 4.7. Неинвертирующий усилитель (а) и варианты его ЛАЧХ (б)

При увеличении коэффициента усиления с ООС или уменьшении амплитуды входного скачка может случиться, что входной каскад не выйдет за пределы порога перегрузки. Этап переходного процесса с линейным нарастанием исчезает, и переход к новому установившемуся значению с самого начала проходит по экспоненте с большой постоянной $\tau_з$:

$$t_{уст} = 2{,}3\tau_з \lg\left(\frac{1}{\varepsilon}\right). \tag{4.5}$$

Относительное время установления

$$\frac{t_{уст}}{\tau_з} = \ln\frac{100}{\varepsilon_0} = 2{,}3\lg\frac{100}{\varepsilon_0}. \tag{4.6}$$

Для зон ошибки, лежащей в пределах 10...0,0001%, относительное время установления имеет следующие значения (см. табл. 4.1):

Таблица 4.1

ε_0, %	10	5	1	0,1	0,01	0,001	0,0001
$t_{уст}/\tau_з$	2,303	3	4,605	6,908	9,201	11,513	13,816

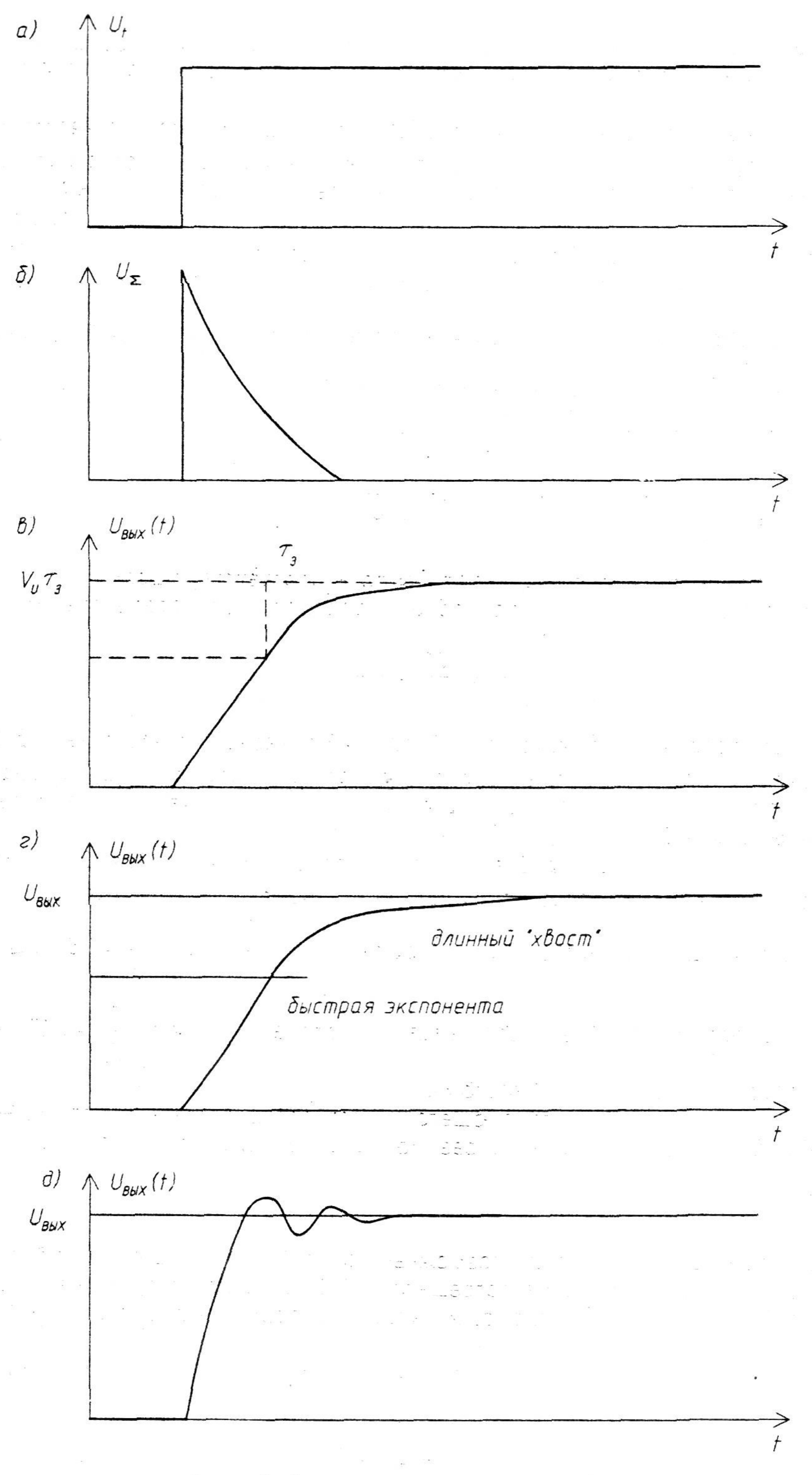


Рис. 4.8. Переходные характеристики ОУ:
а — входной сигнал; *б* — сигнал обратной связи; *в, г, д* — выходной сигнал

В некоторых случаях ЛАЧХ могут иметь изломы в области средних и низких частот. Типовые варианты таких характеристик показаны на рис. 4.5,*б* (кривые 2 и 3).

В [4.1, 4.2] исследовано влияние дополнительных полюсов на частотах f_2, f_3, откуда следует, что время установления может возрастать на несколько порядков по сравнению с тем временем, когда АЧХ соответствует функции апериодического звена первого порядка. Для исключения влияния дополнительных полюсов f_2, f_3 необходимо, чтобы слабо затухающая составляющая переходного процесса лежала внутри ошибки установления (4.1). Для этого относительная ширина участка $a = \frac{f_2}{f_3}$, обусловленная изломами ЛАЧХ петлевого усиления (рис.4.7,*б*), не должна превышать следующего значения [4.2]:

$$a \le \frac{1}{1 - \frac{\varepsilon_0 A_U}{100}}. \qquad (4.7)$$

Если заданы параметры ε_0 и a, то высота соответствующего излома A_U, при которой его влиянием можно пренебречь, определяется неравенством:

$$A_U \ge \frac{100}{\varepsilon_0}\left(1 - \frac{1}{a}\right). \qquad (4.8)$$

В [4.2] полюса f_2, f_3 кривых 2, 3 рис. 4.6,б называют частотным дублетом. Дифференцирующий частотный дублет (кривая 2) приводит к недорегулированию (отрицательной статической погрешности) и длинному «хвосту» на переходном процессе (рис. 4.6,г).

Узкий интегрирующий дублет, когда f_2 близка к f_3 (кривая 3), приводит к перерегулированию и образованию длинного «хвоста» или затухающим колебаниям (рис. 4.6,д), что зависит от отношений $\frac{f_2}{f_T}$, $\frac{f_3}{f_T}$. При $\frac{f_2}{f_T} = 0{,}5...0{,}1$ наблюдается перерегулирование с затухающими колебаниями, при $\frac{f_T}{f_2} = 0{,}02$ — перерегулирование с длинным «хвостом».

При неизбежности интегрирующего частотного дублета его оптимальное положение будет на частоте, в 10 раз меньшей частоты единичного усиления, то есть $\frac{f_T}{f_2} = 10$.

Единственным практически возможным способом уменьшения времени установления ниже 500 нс в зоне погрешности 0,01% является применение двухкаскадного ОУ с одним корректирующим конденсатором, реализующим АЧХ апериодического звена первого порядка.

В ОУ с оптимальной АЧХ скорость нарастания выходного напряжения связана с частотой единичного усиления и входным граничным напряжением:

$$V_U = 2\pi f_T U_{гр},$$

а максимальная частота полной мощности связана с частотой единичного усиления (исходя из (4.2)):

$$f_{\text{мА}} = f_{\text{т}}\frac{U_{\text{гр}}}{U_{\text{вых м}}},$$

Таким образом, для увеличения скорости нарастания выходного напряжения необходимо увеличивать входное граничное напряжение.

4.4. Особенности измерения нелинейных искажений в многокаскадных усилителях

Рассмотрим особенности возникновения и подавления НИ в многкаскадных усилителях с инерционной (запаздывающей) ООС. Очевидно, что для эффективного подавления продуктов НИ (то есть гармоник входного сигнала $f_{\text{с}}$ с частотами $mf_{\text{с}}$, где m — порядок нелинейности) глубина ООС $g = \beta A_0$ должна быть максимальной:

$$k_{\text{г}} = \frac{k_{\text{гр}}}{(1+A_0\beta)^2},$$

где $k_{\text{гр}}$ — коэффициент гармоник при разомкнутой петле ООС.

На ВЧ глубина ООС в усилителе уменьшается и подавление высших гармоник (при m = 5...11) может ухудшаться. Однако возможны ситуации, когда такие гармоники в силу инерционности усилителя попадут на его выход ослабленными. Отсюда становятся очевидными основные недостатки оценки НИ одночастотным способом:

— невозможно отличить подавление гармоник входного сигнала за счет ООС от их ослабления из-за инерционности усилителя на высокочастотном краю ПП;

— затруднен учет гармоник с порядком нелинейности m = 5...11, частоты которых выходят за пределы ПП.

Альтернативой одночастотному методу является метод разностного тона или измерение интермодуляционных искажений.

Дополним вышеизложенное следующим размышлением. Будем считать, что полезный сигнал частотой $f_{\text{с}}$ на выходе цепи общей ООС (на входе первого сумматора на рис. 4.1) имеет фазу 180° по отношению к входному (пренебрегаем реальной задержкой в каскадах усиления). Отклонение фаз гармоник сигнала с частотами $mf_{\text{с}}$ от некоторой требуемой оптимальной величины $\varphi_{\text{опт}}$ с увеличением порядка m будут также увеличиваться, что обусловлено их возрастающим запаздыванием по отношению к полезному сигналу частоты $f_{\text{с}}$. Это, в свою очередь, приводит к неточному и неполному «исправлению» усиливаемого сигнала, что обусловлено снижением фактической глубины общей ООС для высших гармоник в $\cos\Delta\varphi_j$ раз, где $\Delta\varphi_j$ – отклонение фазы гармоники частотой $jf_{\text{с}}$ (j = 2,3,...,m) от оптимальной величины $\varphi_{\text{опт}}$.

5. СХЕМОТЕХНИКА УСИЛИТЕЛЕЙ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ КАСКАДОВ

По схеме с непосредственной связью каскадов строятся усилители различного назначения (сигналов звуковой частоты, широкополосные, импульсные, измерительные и др.). Значительная часть этих усилителей использует схемотехнику ОУ, хотя не исключены и другие решения.

В общем случае ОУ состоит из входного ДК каскада УН и выходного усилителя тока (в усилителях мощности — это составной эмиттерный повторитель или мощный усилитель напряжения). Ниже будут рассмотрены варианты построения этих каскадов.

Схемотехника ОУ подробнейшим образом рассмотрена в работах [5.1—5.7], превзойти которые по глубине анализа и диапазону исследования особенностей построения и применения ОУ практически невозможно.

Разработка новых схемотехнических решений на дискретных элементах целесообразна в том случае, если имеющиеся ИМС не устраивают по тем или иным параметрам. В некоторых случаях отдельные параметры ИМС усилителей могут быть улучшены построением схем с дополнительными активными элементами.

При проектировании усилителей на дискретных элементах у разработчика значительно меньше проблем, связанных с ухудшением параметров активных элементов, выполненных по интегральным технологиям. Другое преимущество — возможность измерять и корректировать все параметры каскадов усиления при отладке схемы.

В настоящее время излагаемые в главах 6—9 схемотехнические решения различных усилителей превосходят имеющиеся аналогичные ИМС по совокупности параметров, хотя и не исключено, что прогресс в области микросхемотехники может обесценить некоторые схемы. Прежде всего это ОУ с малым временем установления выходного напряжения с заданной точностью (этот параметр неоднозначно связан с паспортным быстродействием ОУ), ШП усилители постоянного тока, ОУ с повышенной нагрузочной способностью в сочетании с первыми двумя параметрами, ОУ с контролируемым уровнем шумов.

5.1. Источники опорного напряжения

При построении усилительных устройств часто требуются источники опорного напряжения. В этом разделе мы не будем рассматривать прецизионные термостабильные источники напряжения, необходимые, в основном, при построении стабилизаторов и в измерительных системах. Информацию о таких источниках опорного напряжения можно найти в соответствующей литературе (см., например, [5.1, 5.2, 5.4, 5.8, 5.10, 6.11, 6.12]).

Диапазон опорных напряжений стабилитронов — 2,4...200 В при токе стабилизации 10^{-3}...1,5 А. На ток стабилизации 1 мА существуют стабилитроны на напряжения до 27 В включительно, минимальное напряжение стабилизации у стабилитронов:

— КС106А, $U_{ст}$ = 2,9...3,6 В при $I_{ст}$ = 15...500 мкА;

— 2С133В, $U_{ст}$ = 2,9...3,6 В при $I_{ст}$ = 1 мА.

Для получения меньших опорных напряжений используют стабисторы КС107, КС113 и КС119 или последовательное соединение двух ($U_{оп}$ ≈ 1,3 В) или трех

($U_{оп} \approx 2$ В) кремниевых диодов. Температурный коэффициент изменения напряжения равен −6 мВ/К. Малое падение напряжения имеют диоды Шоттки ($U_{оп} \approx 0{,}2...0{,}3$ В) типа КД922.

У светодиодов падение напряжения имеет разное значение в зависимости от цвета:

— инфракрасный — 1,4 В;
— красный — 1,6 В;
— желтый — 2,2 В;
— зеленый — 2,4 В.

Температурный коэффициент напряжения светодиодов составляет около −2 мВ/К. Кроме того, они обладают меньшим дифференциальным сопротивлением по сравнению с двумя-тремя последовательно включенными диодами.

В качестве стабилитрона можно использовать переход база-эмиттер кремниевого БТ (рис. 5.1,*а*). При обратном смещении перехода падение напряжения составляет 6,2...6,5 В, температурный коэффициент опорного напряжения составляет +2 мВ/К. Ток такого стабилитрона следует устанавливать минимальным (менее 100 мкА) и обязательно фиксировать его при помощи ГСТ.

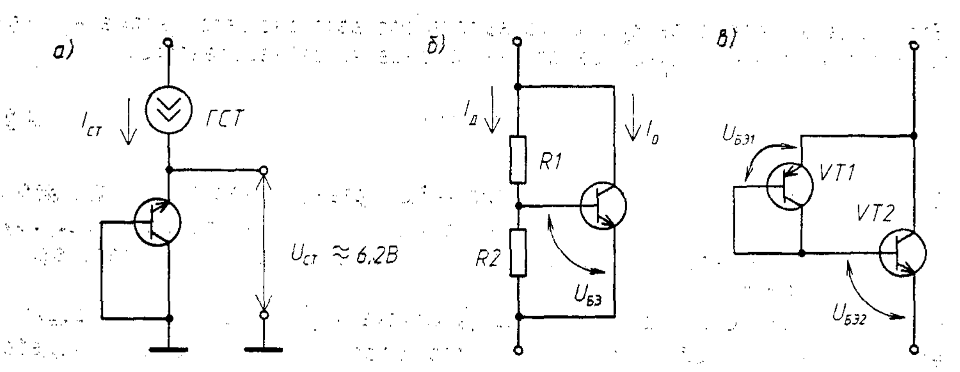


Рис. 5.1. Использование для источников опорного напряжения эмиттерных переходов транзисторов:
а — с фиксированным напряжением $U_{ст} \approx 6{,}2$ В;
б — с устанавливаемым напряжением; *в* — источник опорного напряжения для выходных однокаскадных эмиттерных повторителей

На рис. 5.1,*б*,*в* показаны источники опорного напряжения, используемые для задания смещения выходных каскадов операционных усилителей. Для рис. 5.1,*б* ток делителя выбирают существенно меньшим опорного, но большим, чем ток базы, так что

$$I_д = (5...10)I_Б = (5...10)\frac{I_0}{h_{21Э}}.$$

Опорное напряжение такого аналога стабилитрона

$$U_{оп} = U_{БЭ}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \approx (0{,}55...0{,}6)\left(1 - \frac{R_1}{R_2}\right).$$

В схеме рис. 5.1,*в* последовательно соединены два p-n перехода транзисторов разной проводимости. Поскольку $U_{БЭ\ p\text{-}n\text{-}p} > U_{БЭ\ n\text{-}p\text{-}n}$, получается более точное согласование со входными напряжениями оконечных комплементарных эмиттерных повторителей.

Идеальный ГСТ (другое название — источник постоянного или стабильного тока) — это элемент электрической схемы, который обеспечивает ток в нагрузке, не зависящий от ее сопротивления. Следует заметить, что определение «постоянный» в термине означает, что ток не зависит от условий, определяемых нагрузкой.

В усилительных устройствах ГСТ, кроме своего прямого назначения, используются в качестве активной нагрузки. Далее анализируются схемы ГСТ, подходящие для этих целей. Прецизионные ГСТ, использующие ОУ, здесь не рассматриваются.

Важнейшим параметром ГСТ является дифференциальное (динамическое) выходное (внутреннее) сопротивление, которое должно быть возможно большим. Этот параметр следует отличать от статического внутреннего сопротивления. Оба параметра связаны между собой. Дифференциальное выходное сопротивление $r_i = r_{\text{вых}} = \dfrac{dU_{\text{КЭ}}}{dI_{\text{К}}}$ много больше статического $r_{\text{ст}} = \dfrac{U_{\text{КЭ}}}{I_{\text{К}}}$.

На рис. 5.2 показан наиболее часто употребляемый ГСТ на БТ по схеме ОЭ и ООС по току за счет резистора $R_Э$.

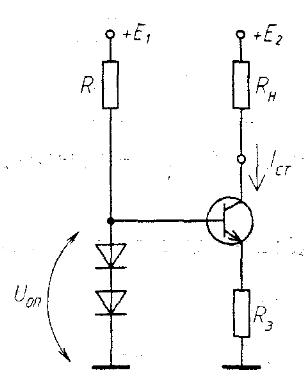


Рис. 5.2. Основная схема ГСТ

Выходной ток $I_{\text{ст}} = \dfrac{U_{\text{оп}} - 0{,}6}{R_Э}$, внутреннее сопротивление

$$r_{\text{вых}} = r_{\text{К}}\left(\frac{\dfrac{h_{21Э}}{R_Э}}{\dfrac{h_{21Э}\varphi_{\text{Т}}}{I_{\text{ст}}} + R_Э}\right) \approx h_{21Э} r_{\text{К}}. \tag{5.1}$$

На рис. 5.3 показаны варианты схем «токового зеркала»; в них ток I_2 пропорционален току I_1. Схема рис. 5.3,*а* является основной. В ней выходной ток I_2 практически повторяет входной:

$$I_2 = I_1 \frac{h_{21Э}}{h_{21Э} + 2} \approx I_1. \tag{5.2}$$

Расчет схемы построен на предположении о том, что транзисторы идентичны. Это возможно в ИМС и специальных транзисторных сборках серий КР159, КР198,

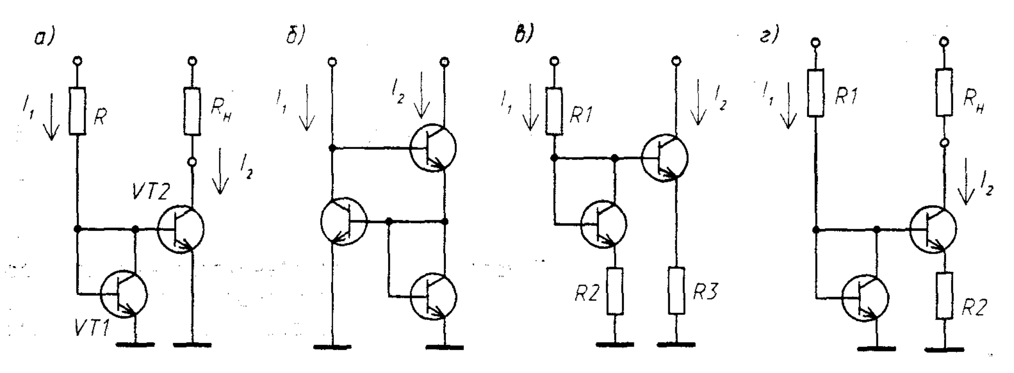


Рис. 5.3. Варианты схем «токового зеркала»

КТС3103, КТС393, КТС394, КТС395, КТС398. Транзистор *VT1* используется в диодном включении. Выходное сопротивление (на коллекторе транзистора *VT2*) $r_{вых} \approx r_К$.

Разброс характеристик, имеющийся даже у вышеперечисленных транзисторов, приводит к различиям коллекторных токов транзисторов «токового зеркала». Разница усиления по току ($h_{21Э}$) не столь значительно влияет на это различие, тогда как напряжение смещения $U_{см} = |U_{БЭ1} - U_{БЭ2}|$ определяет его практически полностью:

$$\frac{I_{К1}}{I_{К2}} = \exp\frac{U_{см}}{\varphi_Т}. \qquad (5.3)$$

Так, при напряжении смещения порядка 1 мВ получается различие между коллекторными токами пары транзисторов «токового зеркала», равное 4%.

Для большей точности «отражения» тока используется схема Уилсона (рис. 5.3,*б*), в которой

$$I_2 = I_1\frac{h_{21Э}^2 + 2h_{21Э}}{h_{21Э}^2 + 2h_{21Э} + 2} \approx I_1, \qquad (5.4)$$

выходное сопротивление $r_{вых} \approx h_{21Э}r_К$. Точность отражения тока значительно выше, чем у схемы ГСТ рис. 5.3,*а* при одинаковом $h_{21Э} = 50$: $I_2 = 0{,}96I_1$ для схемы рис. 5.3,*а* и $I_2 = 0{,}999I_1$ в схеме рис. 5.3,*б*. Кроме того, последняя значительно менее чувствительна к разбалансу коэффициента $h_{21Э}$.

Когда требуется неравенство входного и «отраженного» тока ($I_2 = kI_1$), применяются схемы рис. 5.3,*в*,*г*. Выходной ток $I_2 = \frac{R_2}{R_3}I_1$. В схеме рис. 5.3,*г* можно получить малое значение тока I_2 при относительно небольших сопротивлениях *R1* и *R3*, что бывает полезно, например, при разработке аналоговых ИМС. При этом $\frac{I_1}{I_2} = \exp\frac{I_2R_2}{\varphi_Т}$ и

$$R_2 = \frac{\varphi_Т \ln\frac{I_1}{I_2}}{I_2}. \qquad (5.5)$$

Выходное сопротивление

$$r_{\text{вых}} = r_{\text{К}}\left(1 + \frac{h_{21\text{Э}}R_2}{R_2 + \dfrac{\varphi_{\text{Т}}}{I_2}}\right) \approx h_{21\text{Э}}r_{\text{К}}. \qquad (5.6)$$

На рис. 5.4,*а* приведена схема ГСТ, удобная тем, что транзистор — генератор тока не переходит в режим насыщения, если его коллекторное напряжение снижается, что позволяет использовать такой ГСТ при низковольтном питании. При этом выходной ток

$$I_2 = \frac{U_{\text{БЭ}2}}{R_2} \approx \frac{(0{,}6\ldots0{,}7)}{R_2}. \qquad (5.7)$$

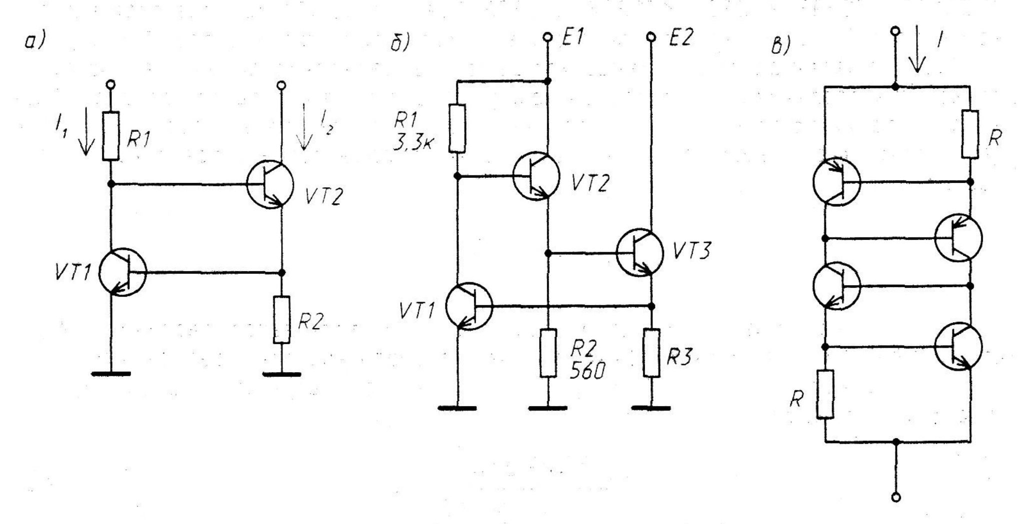


Рис. 5.4. Схемы ГСТ: *а* — при низковольтном питании; *б* — для получения тока свыше 3 мА; *в* — двухвыводной ГСТ

Для получения тока свыше 3 мА при сохранении высокой стабильности схему рис. 5.4,*а* необходимо дополнить еще одним транзистором (рис. 5.4,*б*). Транзисторы *VT2*, *VT3* должны быть средней мощности, а напряжение питания для нагрузки должно быть в 2...3 раза больше напряжения E_1, то есть $E_2 = (2\ldots3)E_1$. В этой схеме выходной ток

$$I_2 \approx \frac{(0{,}6\ldots0{,}7)}{R_3}. \qquad (5.8)$$

Приведенные выше схемы требуют как минимум трех ветвей: выходной, опорного уровня и дополнительного напряжения (тока) смещения. Встречное включение двух стандартных схем ГСТ на комплементарных транзисторах позволяет получить ГСТ, не требующий «привязки» к опорному уровню (двухвыводной ГСТ, рис. 5.4,*в*). Ток такого ГСТ

$$I = \frac{2\cdot(0{,}6\ldots0{,}7)}{R}.$$

Стабилизаторы тока на ПТ отличаются от описанных меньшим числом элементов (рис. 5.5). В таких ГСТ выходной ток не может превышать $I_{вых} \le I_н$. В схеме рис. 5.5,*а* сопротивление в цепи истока определяется отношением

$$R_И = \frac{|U_{отс}|\left(1 - \sqrt{\frac{I_{вых}}{I_н}}\right)}{I_{вых}}. \quad (5.9)$$

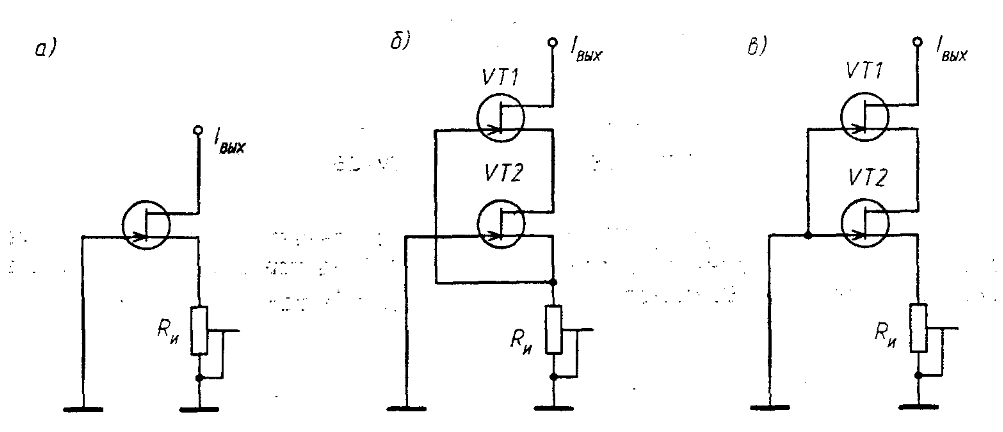


Рис. 5.5. ГСТ на полевых транзисторах: (*б*) и (*в*) — с увеличенным выходным сопротивлением

Если сопротивление $R_И$ выбрать достаточно большим, то $U_И \approx U_{отс}$ и $I_{вых} = \frac{U_{отс}}{R_И}$.

Выходное сопротивление при этом

$$r_{вых} = r_{СИ}(1 + S_р R_И) \quad (5.10)$$

У ГСТ на ПТ два недостатка:

— разброс и температурная нестабильность напряжения отсечки ПТ $U_{отс}$ ведут к ошибке в задании стабилизирующего тока, в результате чего для его точной установки необходима подстройка $R_И$;

— требуется $U_{СЗ} > U_{отс}$, что значительно уменьшает рабочий диапазон выходных напряжений.

Если нужно получить более высокое выходное сопротивление, то применяются сложные схемы с большим числом транзисторов (рис. 5.5,*б*,*в* – 5.7, 5.8,*б*).

Схемы ГСТ на составных ПТ по схеме ОИ-ОЗ (рис. 5.5,*б*,*в*) обеспечивают существенно большее, по сравнению с ГСТ на одиночном ПТ, выходное сопротивление:

$$r_{вых} \approx r_{СИ1}\{1 + S_{р1}[r_{СИ2}(1 + S_{р2}R_И)]\}. \quad (5.11)$$

При выборе ПТ для ГСТ схем 5.5.*б*,*в* необходимо, чтобы $U_{отс1} \ge 2U_{отс2}$ и $U_{отс1} > 2U_{отс2}$ соответственно.

Маломощные ПТ имеют невысокое допустимое напряжение исток-сток. Схема составного ГСТ ОИ-ОБ (рис.5.6) работает до напряжений, ограниченных напряжением $U_{КЭ\ max}$ БТ. Оценить выходное сопротивление такого ГСТ можно, используя формулу (5.1) заменой $R_Э$ на $r_{вых\ ПТ} = r_{СИ}$ $(1 + S_р R_И)$. Напряжение стабилизации, В, стабилитрона *VD1* связано с напряжением отсечки, В, ПТ: $U_{ст} > U_{отс} + 0{,}6$.

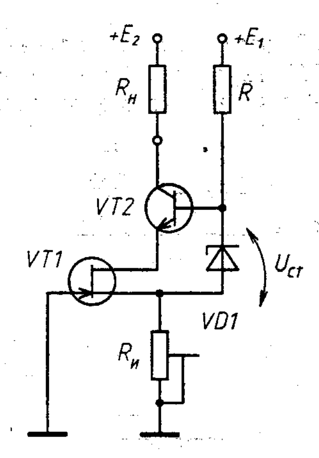


Рис. 5.6. Составной ГСТ ОИ-ОБ

ГСТ, смещенный другим ГСТ (рис. 5.7,*а*), рассчитывается аналогично схеме рис. 5.3,*г* с учетом падения напряжения около 1,1 В на транзисторах *VT1*, *VT2* в диодном включении. Выходное сопротивление $r_{вых} = r_К h_{21Э}$.

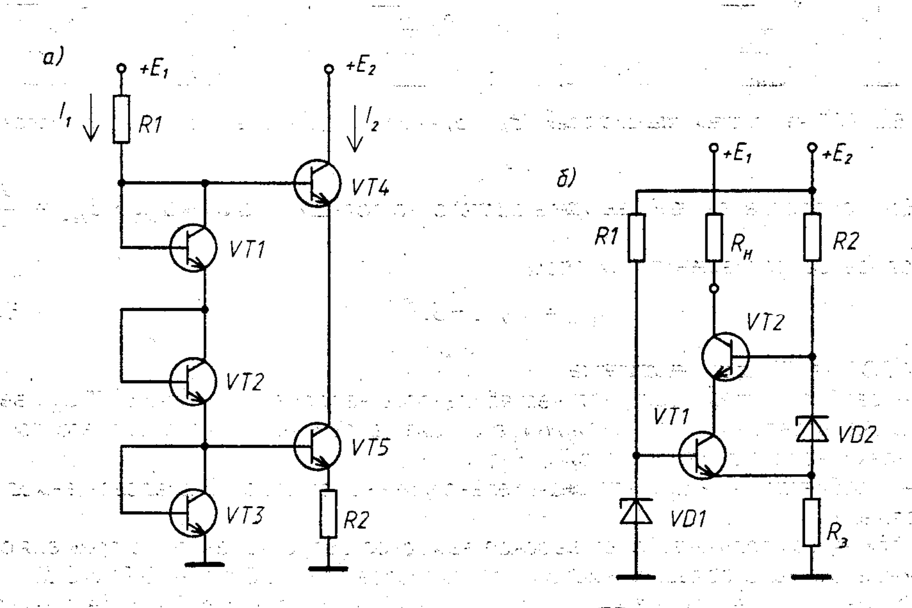


Рис. 5.7. Составные ГСТ на БТ

У схемы ГСТ на составном биполярном транзисторе ОЭ-ОБ (рис. 5.7,*б*) также высокое выходное сопротивление $r_{вых} = r_К h_{21Э}$. При расчете схемы следует выбирать напряжение стабилизации, В, стабилитрона *VD2*:

$$U_{VD2} > 2U_{БЭ} + U_{КЭ\,нас2} \approx 1{,}2 + U_{КЭ\,нас1},$$

где $U_{КЭ\,нас1}$ — напряжение насыщения, В, БТ *VT1*.

Дополнительный источник тока на ПТ в схеме «токового зеркала» (рис. 5.8,*а*) позволяет значительно повысить стабильность выходного тока I_2.

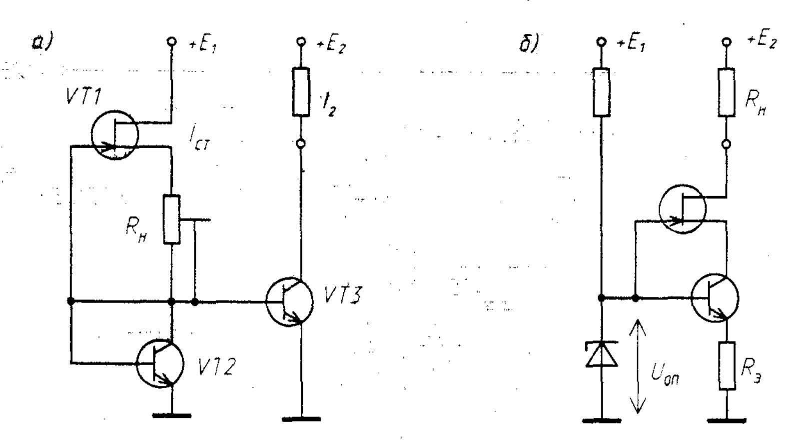


Рис. 5.8. ГСТ: *а* — с повышенной стабильностью выходного тока; *б* — с высоким выходным сопротивлением

ГСТ с токозадающим БТ и ПТ-повторителем тока (рис. 5.8,*б*, схема ОЭ-ОЗ) позволяет получить самое большое выходное сопротивление [5.8]:

$$r_{\text{вых}} = S_{\text{р}} r_{\text{СИ}} r_{\text{К}}(1 + S_{\text{БТ}} R_{\text{Э}}) = S_{\text{р}} r_{\text{СИ}} r_{\text{К}}\left(1 + \frac{I_{\text{вых}}}{\varphi_{\text{Т}}} R_{\text{Э}}\right) = S_{\text{р}} r_{\text{СИ}} r_{\text{К}}\left(1 + \frac{U_{\text{Э}}}{\varphi_{\text{Т}}}\right).$$

Выходной ток $I_{\text{вых}} = \dfrac{U_{\text{оп}} - 0{,}6}{R_{\text{э}}} = \dfrac{U_{\text{э}}}{R_{\text{э}}}$.

5.3. Активная нагрузка

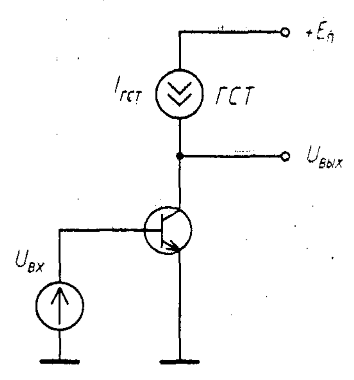


Рис. 5.9. Каскад усиления с ОЭ и нагрузкой в виде ГСТ

Активная нагрузка позволяет значительно увеличить коэффициент усиления каскадов ОЭ, ОБ и ОИ, ОЗ на БТ и ПТ соответственно за счет увеличения сопротивления нагрузки переменному сигналу (другое название — динамическая нагрузка). В качестве активной нагрузки могут применяться ранее рассмотренные источники тока на БТ и ПТ, выходные сопротивления которых и служат нагрузкой каскада (рис. 5.9). Для повышения эффективности следующий каскад должен иметь высокое входное сопротивление, чтобы не нагружать предыдущий, а весь в общем случае многокаскадный усилитель должен охватываться ООС по постоянному току для стабилизации режимов транзисторов (рис. 5.10).

Коэффициент усиления по напряжению усилителя (рис. 5.10) в полосе частот от 5 Гц до 15 МГц составляет около 15 дБ [5.9]. Усилитель охвачен глубокой ООС, что обеспечивает стабильность его основных характеристик. Нагрузкой цепи стока ПТ *VT2* является ГСТ на БТ *VT1*. Эта динамическая нагрузка увеличивает усиление первого каскада и тем самым глубину ООС, а также снижает НИ этого каскада до 0,2% в полосе частот менее 3 МГц. Эмиттерный повторитель на *VT3* согласует высокое выходное сопротивление первого каскада с низким входным сопротивлением каскада с ОЭ на *VT4*. Еще один эмиттерный повторитель на транзисторе *VT5* обеспечивает работу на низкоомную нагрузку.

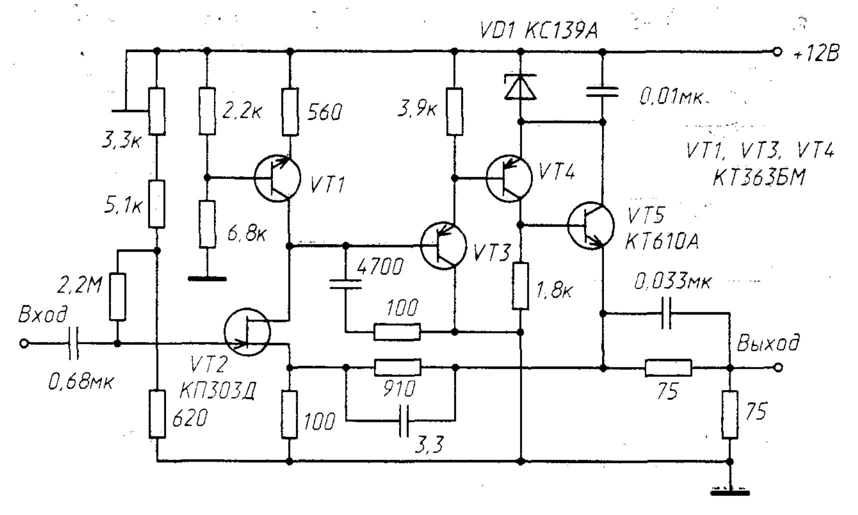


Рис. 5.10. Усилитель, использующий во входном каскаде активную нагрузку (ГСТ на БТ *VT1*)

Другой вид активной нагрузки — использование положительной ОС с петлевым усилением, всегда меньшим единицы [5.10]. Схема такого усилителя приведена на рис. 5.11.

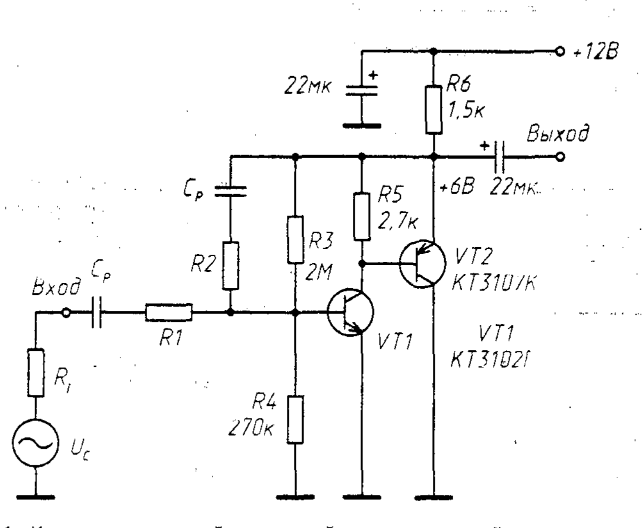


Рис. 5.11. Каскад с активной нагрузкой, использующей положительную ОС

Падение напряжения на резисторе *R5* практически постоянно и равно $U_{БЭ2} \approx 0{,}55$ В, ток через этот резистор можно считать неизменным. Переменные составляющие на базе и эмиттере транзистора *VT2* практически одинаковы, что эквивалентно увеличению сопротивления коллекторной нагрузки БТ *VT1* в $\frac{1}{1 - K_{U2}}$ раз, где K_{U2} — коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя на транзисторе *VT2*. Последнему полезно иметь большой коэффициент усиления по току $h_{21Э}$, определяющий степень приближения K_{U2} к единице в соответствии с формулами (1.19, 1.20). В результате коэффициент усиления по

напряжению всего усилителя с разомкнутой ООС ($R_2 = \infty$) превышает 1500. Коэффициент усиления по напряжению с учетом ООС $K_U = \dfrac{R_2}{R_i + R_1}$.

По постоянному току усилитель стабилизирован цепью ООС *R3R4*, удерживающей потенциал базы и, соответственно, ток коллектора БТ *VT1*.

Усилитель имеет низкое, менее 1,5 кОм, выходное сопротивление, так как сигнал снимается с выхода эмиттерного повторителя.

5.4. Дифференциальные каскады

5.4.1. Характеристики дифференциальных каскадов

В усилительных устройствах ДК применяются очень широко. Они практически незаменимы при усилении сигналов постоянного тока. Наличие двух входов и двух выходов (иногда — третий вход управления источником тока) позволяет строить на ДК усилители с АРУ, генераторы и формирователи сигналов, частотные и фазовые детекторы [5.11, 5.12].

Преимущества ДК особенно ярко проявляются в ИМС, где легче сформировать одинаковые транзисторные структуры. ДК является основным схемотехническим решением для ОУ, компараторов, стабилизаторов напряжения, аналоговых перемножителей сигналов.

Основная схема ДК представлена на рис. 5.12.

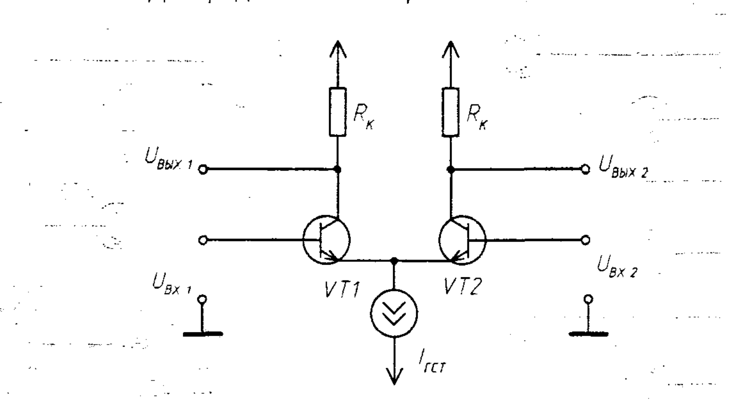


Рис. 5.12. Основная схема дифференциального каскада на биполярных транзисторах

Два идентичных транзистора имеют общий ГСТ в цепи соединенных эмиттеров (может быть заменен резистором со значительным ухудшением параметров). Входной дифференциальный сигнал является разностью двух входных сигналов: $U_{вх} = U_{вх1} - U_{вх2} = U_д$; выходной — определяется как разность падений напряжений на одинаковых коллекторных нагрузках $R_К$: $U_{вых} = U_{вых1} - U_{вых2}$. При отсутствии сигнала ($U_{вх1} = U_{вх2} = 0$) и пренебрегая неидентичностью БТ, заключающейся в $U_{БЭ1} \neq U_{БЭ2}$, коллекторные токи обоих транзисторов равны между собой: $I_{К1} = I_{К2} = \dfrac{I_{ГСТ}}{2}$.

Если оба входных напряжения изменятся одинаково (синфазный сигнал), токи коллекторов по-прежнему будут равны, то есть теоретически коэффициент уси-

ления синфазного сигнала равен 0. Практически синфазные составляющие не усиливаются, а ослабляются. Реальные значения коэффициента ослабления синфазных составляющих лежат в пределах 80...110 дБ для схем с идентичными БТ и 40...70 дБ для схем на БТ со случайными параметрами.

Если на входах присутствует дифференциальный сигнал $U_{вх} = U_{вх1} - U_{вх2} \neq 0$, то изменяется распределение токов в ДК: при $U_{вх1} > U_{вх2}$ $I_{К1}$ увеличивается, $I_{К2}$ уменьшается и наоборот, так что $\Delta I_{К1} = -\Delta I_{К2}$ (приращения равны по абсолютному значению).

Изменение напряжения база-эмиттер, происходящее вследствие температурного дрейфа, действует как синфазный сигнал, и, следовательно, не влияет на работу схемы. Именно это свойство ДК делает его практически незаменимым для усиления сигналов постоянного тока.

Основные параметры ДК на биполярных транзисторах:

— коэффициент усиления дифференциального сигнала

$$K_д = -\frac{I_э(R_К \| r_К)}{2\varphi_T};$$

— коэффициент ослабления синфазного сигнала

$$K_{осс} = \frac{I_э r_{вых}}{\varphi_T},$$

где $r_{вых}$ — выходное сопротивление ГСТ (здесь видно, что $K_{осс}$ пропорционален выходному сопротивлению ГСТ, который заменять резистором нежелательно);

— входное сопротивление для дифференциального сигнала

$$R_д = \frac{2h_{21э}\varphi_T}{I_{К1}} = \frac{4\varphi_T h_{21э}}{I_{ГСТ}};$$

— входное сопротивление для синфазного сигнала

$$R_{вх} = 2h_{21э}r_{вых};$$

— выходное сопротивление

$$R_{вых} = R_К \| r_К.$$

ДК на полевых транзисторах (рис. 5.13) применяются в тех случаях, когда требуется очень высокое входное сопротивление ($10^9...10^{12}$ Ом) и малый входной ток ($10^{-9}...10^{-12}$ А). К недостаткам ДК на ПТ можно отнести малый коэффициент усиления по напряжению и невысокие параметры, определяющие статическую точность ОУ: напряжение смещения (сдвига) и его температурный дрейф.

Для ДК могут использоваться диффузионные ПТ с управляющим p-n переходом и МДП-транзисторы со встроенным каналом. Коэффициент усиления дифференциального сигнала ДК (рис.5.13,*а*)

$$K_U \approx S_р(R_С \| r),$$

а для схемы на рис. 5.13,*б*

$$K_U \approx \frac{S_р R_С}{1 + \frac{S_р R_И}{2}},$$

где $R_И = \frac{2\Delta U_{ЗИ}}{I_{ГСТ}}$ зависит от разброса напряжения отсечки $\Delta U_{ЗИ} = |U_{ЗИ1} - U_{ЗИ2}|$ полевых транзисторов.

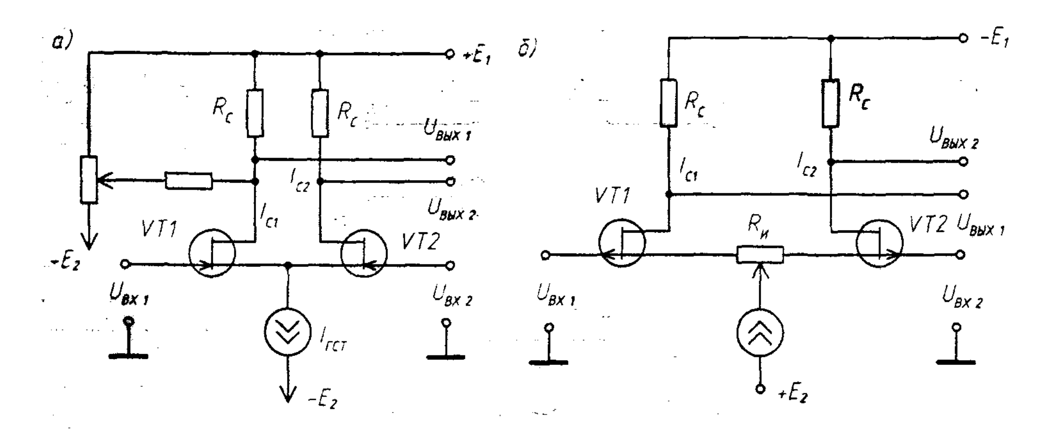


Рис. 5.13. Дифференциальные каскады на полевых транзисторах:
а — типовая схема; б — схема с компенсацией разброса напряжения $U_{ЗИ}$

Величина сопротивлений $R_С$ ограничена сверху условием $E_1 - I_C R_C \geq U_{C\,max} + U_{отс}$, где $U_{C\,max}$ — максимальное значение синфазного сигнала, В.

Для получения большего усиления следует выбирать ПТ с малым $U_{отс}$ и $I_{С\,н}$, а также выбирать режим малого тока стока.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала определяется выходным сопротивлением ГСТ $r_{вых}$: $K_{осс} = S_p r_{вых}$.

Дифференциальное и синфазное входные сопротивления имеют очень большие значения и принимаются как:

$$R_{вх} = \infty,\ R_{вх\ син} = \infty.$$

Для определения остальных параметров схем рис. 5.13 можно пользоваться расчетными соотношениями раздела 1.2.

Для ДК целесообразно применять согласованные пары ПТ (например, КП103 с последним буквенным индексом Р, 2П308БР, 2П337АР; сборки из двух ПТ КПС104, КПС201, КПС202; микросхемы, содержащие два идентичных ПТ К(КР)504НТ1—НТ4) или подбирать ПТ по начальному току стока и напряжению отсечки.

Особенности построения прецизионных ДК на ПТ с малым температурным дрейфом изложены в [5.1]. Отметим, что для снижения этого параметра ниже 1 мкВ/°С требуется двухступенчатая настройка сдвига и дрейфа (резисторами в цепи истока и стока).

Выше было показано, что важным параметром ДК является максимально допустимое входное напряжение дифференциального сигнала (другой термин — входное граничное напряжение) $U_{гр}$. Самым простым методом его увеличения является введение резисторов $R_Э$ в эмиттерные цепи транзисторов ДК (рис. 5.14). В результате крутизна характеристики прямой передачи входного сигнала снижается, а входное граничное напряжение ДК $U_{гр}$ возрастает пропорционально падению напряжения на этих резисторах [5.3]:

$$U_{гр1} = (3\ldots6)\varphi_T + 0{,}5R_Э I_{ГСТ}.$$

Указанный способ обладает рядом существенных недостатков, заключающихся в ухудшении немаловажных малосигнальных параметров ДК: коэффициента усиления по напряжению и коэффициента ослабления входных синфазных напряжений пропорционально увеличению абсолютных приростов входного граничного напряжения.

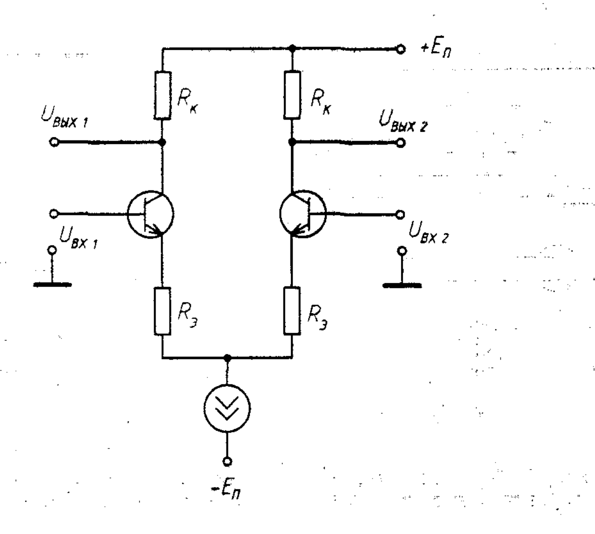


Рис. 5.14. ДК на БТ с увеличенным входным граничным напряжением

В ДК на полевых транзисторах можно получить приблизительно на порядок большее максимально допустимое входное напряжение дифференциального сигнала по сравнению с ДК на биполярных транзисторах при нулевых эмиттерных сопротивлениях [5.3]:

$$U_{\text{гр ПТ}} = U_{\text{отс}}\sqrt{\frac{I_{\text{ГСТ}}}{2I_{\text{С н}}}},$$

где $I_{\text{С н}}$ — начальный ток стока, А;

$U_{\text{отс}}$ — напряжение отсечки, В.

Весьма эффективный способ расширения диапазона активной работы ДК операционных усилителей состоит во введении в схему ДК ряда дополнительных элементов, которые не влияют на характеристики каскада в режиме «малого сигнала», но начинают активно работать при динамической перегрузке. Такие каскады принято называть квазилинейными (рис. 5.16); в них удается получить совокупность высоких качественных показателей по БД и статическим характеристикам за счет получения зависимости тока ГСТ GI1 от модуля входного напряжения. При перегрузке ДК ($U_{\text{вх}} > U_{\text{гр}}$) на характеристике прямой передачи входного сигнала после зоны насыщения входного тока, свойственной типовым ДК (рис. 5.15, участок 1), можно сформировать дополнительный участок с линейной зависимостью тока нагрузки от входного напряжения. Если ток $I_{\text{ГСТ}}$ начнет меняться раньше или позже, чем базовый ДК войдет в режим ограничения изменений входного тока, то на характеристике прямой передачи (рис. 5.15) появятся нежелательные участки 5 или 2.

Другим способом увеличения входного граничного напряжения является включение параллельно коллекторным переходам транзисторов ДК эмиттерных повторителей на транзисторах противоположной проводимости (транзисторы *VT3*, *VT4* схемы рис. 5.16).

Эта схема универсальна и позволяет использовать комбинированный способ увеличения напряжения $U_{\text{гр}}$. Кроме того, такой квазилинейный каскад имеет улучшенный коэффициент ослабления входных синфазных напряжений.

Принципы построения и основные элементы схемотехники квазилинейных ДК, предназначенных для БД ОУ, изложены в [5.3, 5.6, 5.13].

Рис. 5.15. Кусочно-линейная характеристика прямой передачи квазилинейных ДК

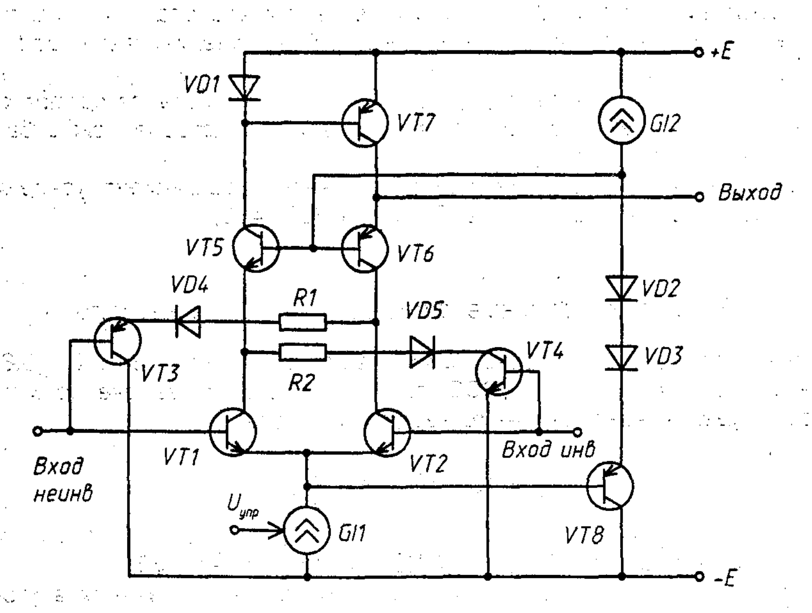


Рис. 5.16. Вариант квазилинейного ДК

Одним из способов существенного увеличения коэффициента усиления ДК (до 60 дБ) является применение активной нагрузки в виде «токового зеркала» (рис. 5.17).

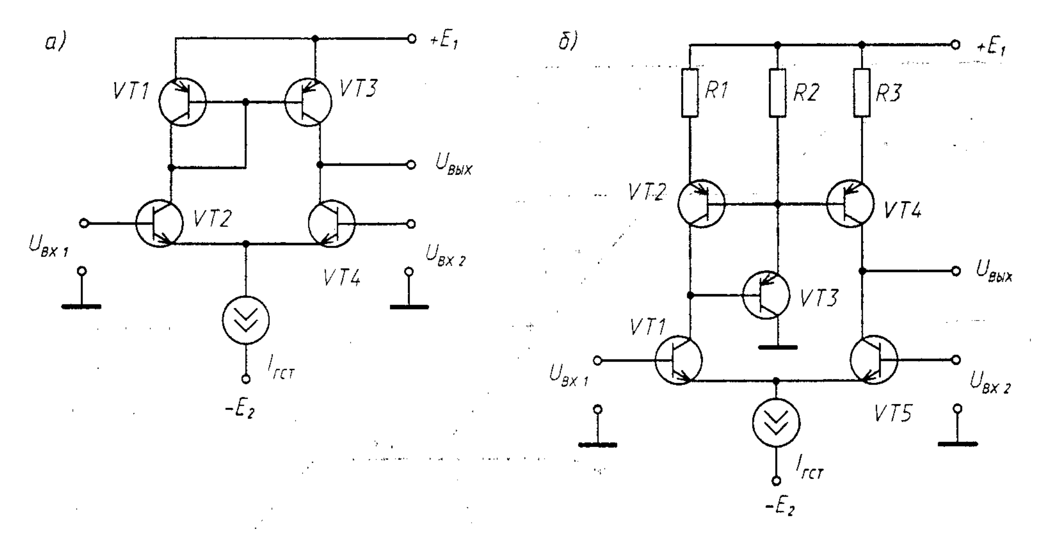


Рис. 5.17. ДК с активной нагрузкой

Недостатком схемы рис. 5.17,*а* является увеличение напряжения смещения из-за различий напряжений на коллекторах или стоках транзисторов ДК.

В этих схемах «токовое зеркало», кроме увеличения коэффициента усиления, преобразует выходные противофазные сигналы ДК в однофазный, поскольку транзистор *VT3* является инвертором сигнала на коллекторе *VT2* и одновременно выполняет функции нагрузки БТ *VT4*.

В ДК схемы рис. 5.17,*б* переход к одиночному выходу отличается от предыдущей схемы наличием транзистора *VT3*, который исключает шунтирование динамической нагрузки, передает сигнал с коллектора *VT1* в базу инвертора *VT4* и удерживает напряжение коллектор-база на уровне $+U_{БЭ} \approx 0{,}55$ В, что увеличивает коэффициент усиления $h_{21Э}$ этого транзистора.

Резисторы *R1*, *R3* увеличивают внутреннее дифференциальное сопротивление активной нагрузки. Изменением сопротивления этих резисторов можно балансировать ДК и усилитель в целом.

С помощью активной нагрузки можно получить коэффициент усиления ДК $K_{ДК} = 300...1000$, в том числе и ДК на ПТ ($K_{ДК} \approx 300...400$)

5.4.2. Широкополосные дифференциальные каскады

Основные схемы широкополосных ДК приведены на рис.5.18...5.21 [5.8].

Дифференциальный каскад с ООС по току (рис. 5.18) за счет эмиттерных резисторов $R_Э$ увеличивает граничную частоту крутизны:

$$f_{S1} = f_S(1 + R_Э) = f_S\frac{S}{S_1},$$

где S, S_1 — крутизна БТ без ООС и с ООС соответственно, А/В.

При $R_Э$ = 15 Ом, $R_К$ = 180 Ом, $I_К$ = 10 мА и суммарном значении внутренних емкостей выходного БТ и паразитных монтажных емкостей не более 6 пФ можно получить $f_{S1} \approx 150$ МГц при $K_U \approx 0{,}5S_1R_К = -5$.

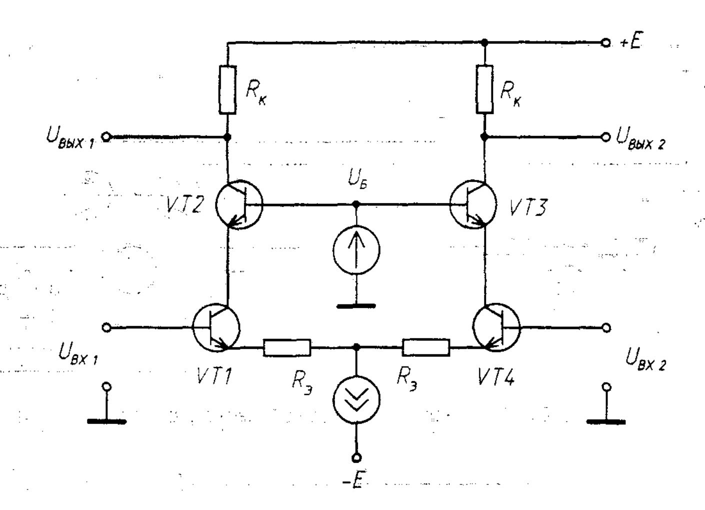


Рис. 5.18. ДК с каскодной схемой (дифференциальный каскод)

Как и предыдущая схема, ШП ДК с инвертором (рис. 5.19) используется в качестве усилителя постоянного напряжения в широкополосных осциллографах. Для расширения полосы пропускания коллекторные потенциалы входных транзисторов поддерживаются неизменными за счет ООС, реализованной с помощью резисторов $R_К$ во втором ДК на БТ *VT2*, *VT3*. Выходное переменное напряжение равно $U_{вых} = R_К I_К = 0{,}5 S_1 R_К\ (U_{вх1} - U_{вх2})$.

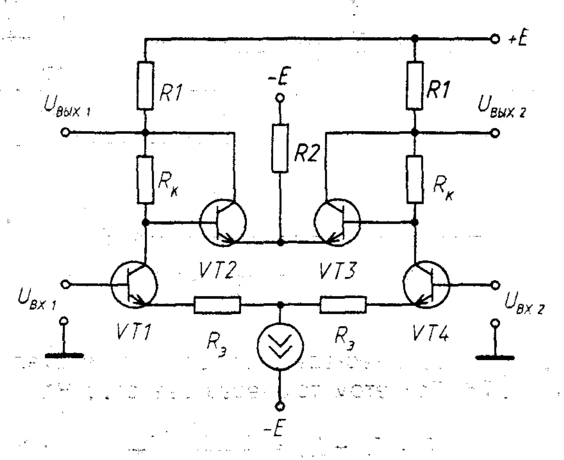


Рис. 5.19. ДК с инвертором

Резистор *R1* служит для установки коллекторного потенциала и его величина выбирается одного порядка с сопротивлением $R_к$, так что $U_{вых1} = E - (I_{К1} + I_{К2})R_1$.

ДК с комплементарной каскодной схемой (рис. 5.20) может иметь нулевой выходной потенциал (то есть быть равным со входным). Граничная частота схемы определяется граничной частотой крутизны выходных транзисторов *VT1*, *VT2*, что позволяет во втором каскаде применять p-n-p транзисторы с существенно меньшей граничной частотой.

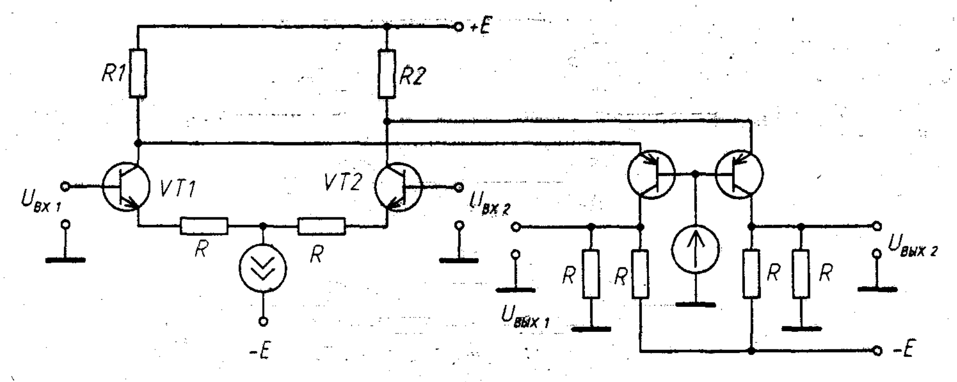


Рис. 5.20. ДК с комплементарной каскодной схемой

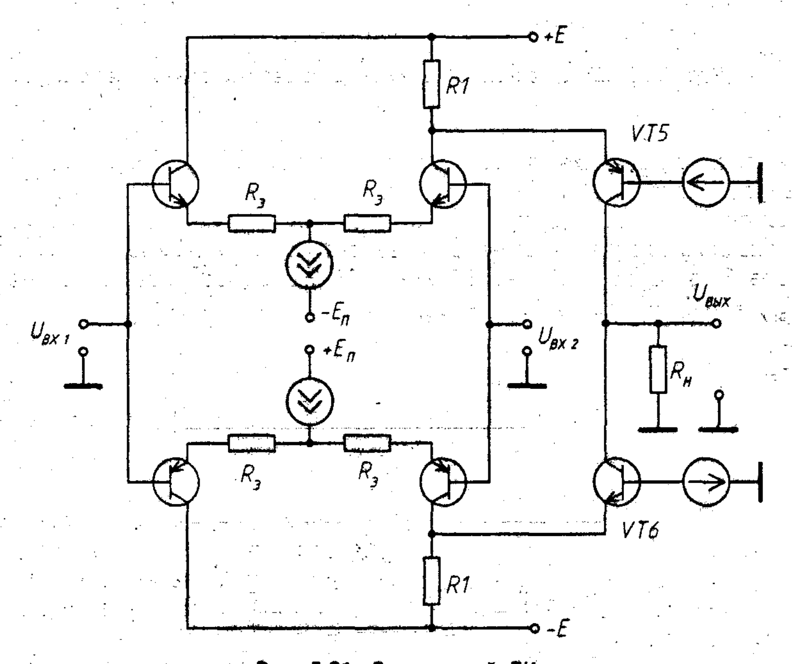


Рис. 5.21. Двухтактный ДК

Потенциал базы $U_Б$ второго каскада определяет потенциал коллекторов входного ДК: $U_{К1} = U_Б + 0{,}7R$. При этом ток через резистор $R1$

$$I = I_{К1} + I_{К3} = \frac{U - U_Б - 0{,}7}{R_1}.$$

При увеличении коллекторного тока $I_{К1}$ ток $I_{К3}$ уменьшается. При расчете целесообразно выбирать $I_{К1} = I_{К3}$ (то есть $I_{К1\sim} = -I_{К3\sim}$).

Сопротивление $R2$ рассчитывают так, чтобы выходной потенциал при заданном токе коллектора был равен нулю (если нет других требований). При этом сопротивление нагрузки выходного каскада практически полностью определяется сопротивлением $R_Н$. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = -0{,}5S_1(R_Н \| R_2).$$

Двухтактный ДК (рис. 5.21) имеет одинаковую крутизну переднего и заднего фронтов в режиме большого сигнала (в рассмотренных схемах ШП каскадов в этом режиме длительность переднего и заднего фронтов различна).

Через транзисторы *VT5*, *VT6* течет одинаковый ток при выходном потенциале, равном нулю. Усиление разностного сигнала равно

$$K_U \approx S_1 R_U = \frac{R_н}{R_э + \frac{1}{S}}.$$

5.5. Каскады усиления напряжения

Каскад УН должен обеспечивать максимальную амплитуду выходного напряжения с высоким коэффициентом усиления при минимальных НИ. Чаще всего УН выполняется на БТ с ОЭ и активной нагрузкой в виде ГСТ для увеличения коэффициента усиления по напряжению. При этом одновременно снижается уровень четных гармоник за счет взаимной компенсации нелинейностей БТ с ОЭ и активной нагрузки [3.2].

Как правило, входное сопротивление УН больше выходного сопротивления предшествующего каскада для исключения его шунтирования. Если же в последнем применена активная нагрузка, то получение необходимого входного сопротивления является непростой задачей в сочетании с другими требованиями к УН.

Одним из существенных недостатков УН на биполярном транзисторе по схеме с ОЭ являются фазовые интермодуляционные искажения за счет модуляции емкости коллекторного перехода $C_к$ огибающей усиленного сигнала, изменяющей напряжение $U_{КБ}$. Это может приводить к изменению частоты полюса АЧХ (f_1 на рис. 4.3, 4.4), или, в другом представлении, к изменению коэффициента передачи на какой-либо фиксированной высокой частоте. Амплитудно-частотные искажения от этого практически не возникают, однако амплитудно-фазовая конверсия превращает эти изменения в фазовую модуляцию полезного сигнала.

Снизить такие искажения можно, лишь используя высокочастотные транзисторы. Как правило, в УН параллельно коллекторно-базовому переходу подключается конденсатор, корректирующий АЧХ усилителя для обеспечения устойчивости с замкнутой цепью общей ООС. Если емкость коллекторно-базового перехода $C_К$ мала, то суммарная емкость получается более стабильной.

В УМ для получения достаточной амплитуды выходного сигнала к транзистору УН предъявляется другое требование — высокое максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер $U_{КЭ\ max}$, определяемое требуемой максимальной амплитудой и, соответственно, напряжением питания $E_П$. Для УМ с двухполярным питанием $\pm E_П = \pm(25...40)$ В необходимы БТ, у которых $U_{КЭ\ max} \geq 2|E_П| = 50...80$ В. Этим требованием удовлетворяют немногие типы БТ.

Для получения высокой граничной частоты УН ток эмиттера транзистора этого каскада не может быть выбран произвольно.

Следует отметить, что n-p-n транзисторы имеют лучшее сочетание усилительных и частотных характеристик, а также более высокое максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер.

Недостатки, связанные с существенной нелинейностью выходных характеристик транзисторов, включенных по схеме с ОЭ, и фазовые интермодуляционные искажения за счет модуляции емкости коллекторного перехода могут быть устранены при использовании более сложных УН (рис. 5.22—5.25).

УН по схеме рис. 5.22 выполнен на составном транзисторе и охвачен ООС, напряжение которой снимается с коллектора транзистора *VT3* и через

резистор *R4* подается в цепь эмиттера транзистора *VT1*. Такой УН используется в УМ звуковой частоты [5.14].

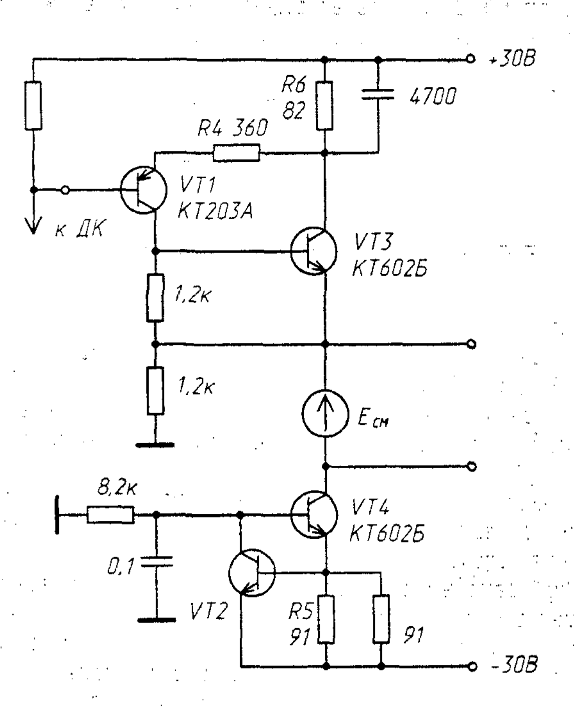


Рис. 5.22. УН на составном транзисторе с цепью ООС

УН [5.15] по схеме рис. 5.23 имеет параллельную ООС по напряжению, обеспечивающую вместе с ГСТ на транзисторе *VT4* высокую стабильность всех параметров каскада. При малом выходном сопротивлении предшествующего каскада R_i коэффициент усиления по напряжению такого УН $K_{УН} \approx \frac{R_2}{R_1}$. Ток, протекающий через каскад, равен $I_{УН} \approx \frac{0{,}6}{R_4}$. При этом необходимо, чтобы $R_3 \approx R_2 \| R_5$.

***Достоинством каскодных УН* (рис. 5.24, 5.25)** является большее входное сопротивление за счет хорошего усиления по току транзистора *VT1* (рис. 5.24) или составного транзистора *VT1*, *VT2* (рис. 5.25), имеющих высокое значение параметра $h_{21Э}$ и, как правило, малое максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер $U_{КЭ\ max}$.

Фиксация этих напряжений стабилитроном *VD1* в схемах рис. 5.24, 5.25 позволяет применять подобные БТ. Транзисторы *VT2* и *VT3* на обеих схемах соответственно должны иметь максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер $U_{КЭ\ max} \geq 2|E_П| - U_{VD1} - U - E_{см}$.

Другие достоинства каскодной схемы — малая проходная емкость и меньшие НИ на высоких частотах по сравнению с каскадом ОЭ (см. рис. 3.5).

Недостаток каскодных УН — несколько меньшая по сравнению с каскадом ОЭ амплитуда выходного сигнала (как минимум — на 5...7% в зависимости от напряжения питания).

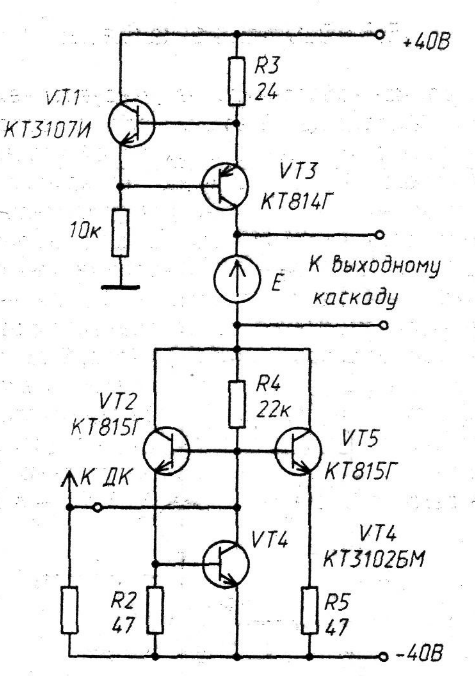


Рис. 5.23. УН с параллельной ООС по напряжению

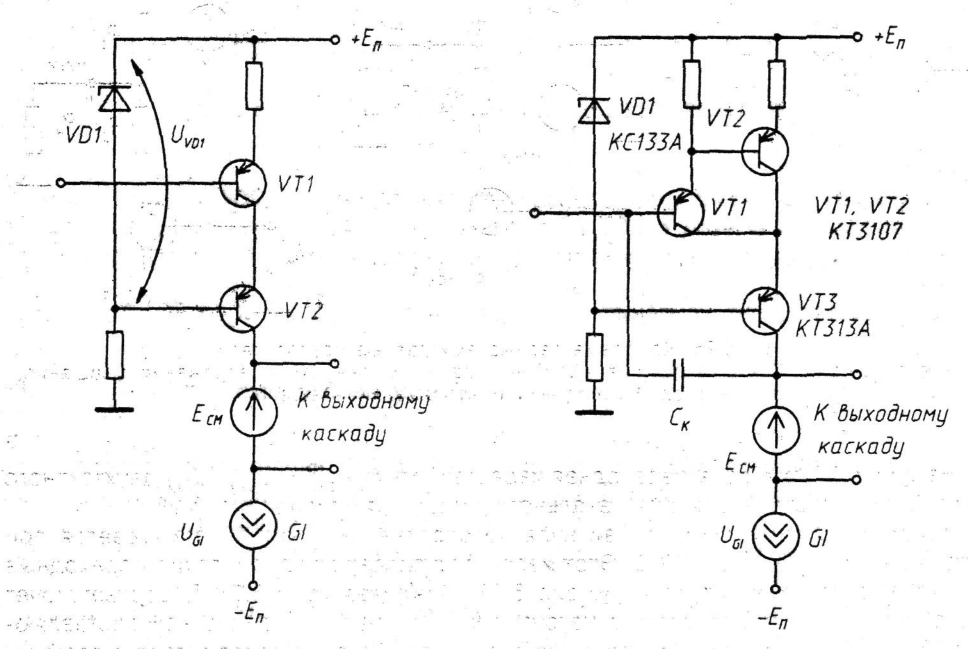


Рис. 5.24. Каскодный УН

Рис. 5.25. Каскодный УН на составном транзисторе

В некоторых случаях между УН и ДК включают эмиттерный повторитель для повышения сопротивления нагрузки предшествующего каскада и согласования с входным сопротивлением УН. Такой каскад применен в УМ звуковой частоты «Technics SU-45» (рис. 7.8).

5.6. Выходные каскады

Выходной каскад должен обеспечить на нагрузке неискаженный сигнал с напряжением требуемой амплитуды. В зависимости от сопротивления нагрузки и амплитуды, а соответственно, и мощности, выходной каскад может строиться по одно-, двух- или трехкаскадной схеме двухтактных комплементарных или квазикомплементарных эмиттерных повторителей или усилителей напряжения.

В двухтактных эмиттерных повторителях на комплементарных парах транзисторов разность между входным и выходным напряжением в общем случае равна $nU_{БЭ} + U_{RЭ}$, где n — число эмиттерных повторителей, $U_{RЭ}$ — падение напряжения на резисторе $R_Э$ в цепях эмиттеров выходных транзисторов.

При положительных сигналах транзистор *VT1* (рис. 5.26) повторяет входное напряжение, а транзистор *VT2* закрыт. При отрицательных входных напряжениях — наоборот. При $U_{вх}$ = 0 в схеме на рис. 5.26,*а* оба транзистора закрыты, в схемах рис. 5.26,*б,в* через транзисторы протекает ток покоя, зависящий от сопротивлений $R_Э$ и напряжений смещения $U_{см1} + U_{см2}$ и $U_{см}$ соответственно. Таким образом, схема рис. 5.26,*а* работает в режиме В, схемы на рис. 5.26,*б,в* — в режиме АВ.

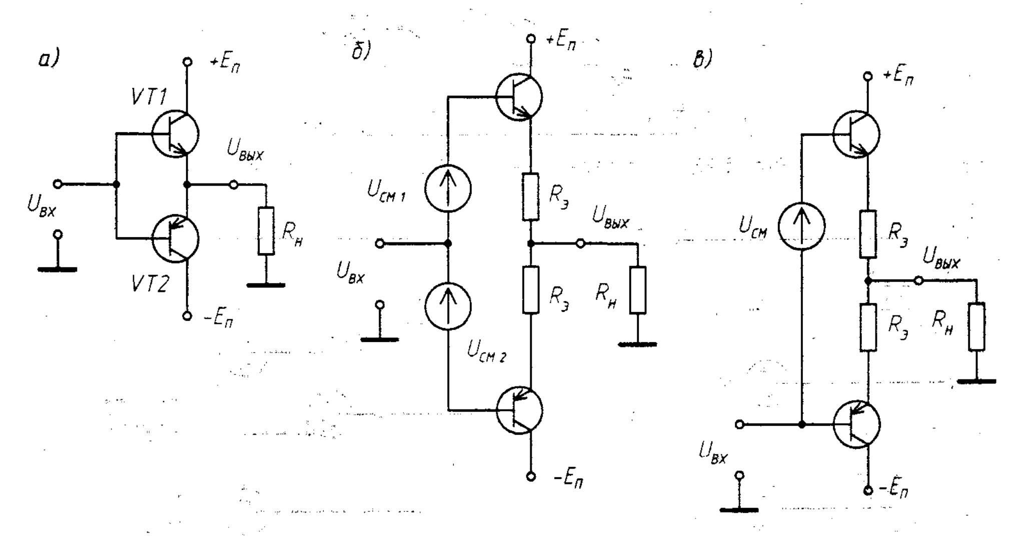


Рис. 5.26. Комплементарные эмиттерные повторители:
а — в режиме В; *б, в* — в режиме АВ; *б* — с двумя источниками напряжения смещения; *в* — с одним источником напряжения смещения

На рис. 5.27 показана переходная характеристика $U_{вых} = U_{вых}(U_{вх})$ двухтактного эмиттерного повторителя без начального смещения (схема рис. 5.26,*а*).

Излом характеристики вблизи нуля обусловлен тем, что БТ открывается при напряжениях $U_{БЭ}$ > 0,55...0,7 В. Этот излом порождает специфические переходные НИ (искажения типа «ступенька», рис. 5.28,*б*). Кривая (рис. 5.28,*б*) соответствует чисто активному сопротивлению нагрузки $R_Н$. При наличии емкостной составляющей $(2pfC_Н) \,||\, R_Н$ выходное напряжение отпирания *VT2* сдвигается в положительном направлении, для *VT1* — в отрицательном, так как в этом случае емкость $C_Н$ имеет «запоминающие» свойства и ее перезаряд задерживает момент переключения. При чисто емкостной нагрузке транзисторы переключаются при максимальных значениях сигнала.

Снизить переходные НИ можно двумя способами: с помощью глубокой ООС при работе каскада в составе МУ и запасе по БД предыдущих каскадов, а также задания начального смещения (рис. 5.26,*б,в*). Если задать ток покоя равным мак-

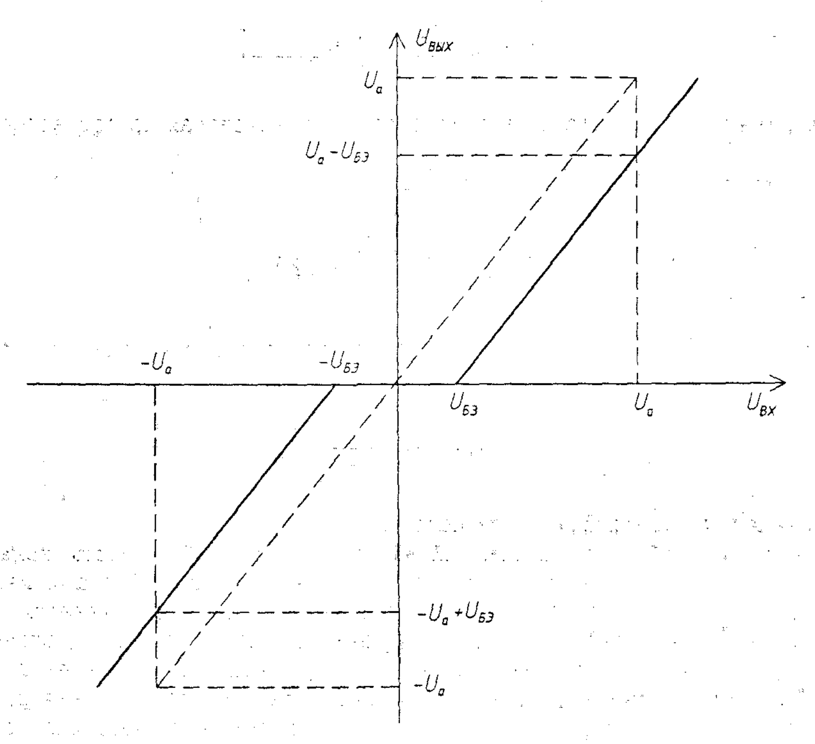


Рис. 5.27. Переходная характеристика двухтактного эмиттерного повторителя в режиме В

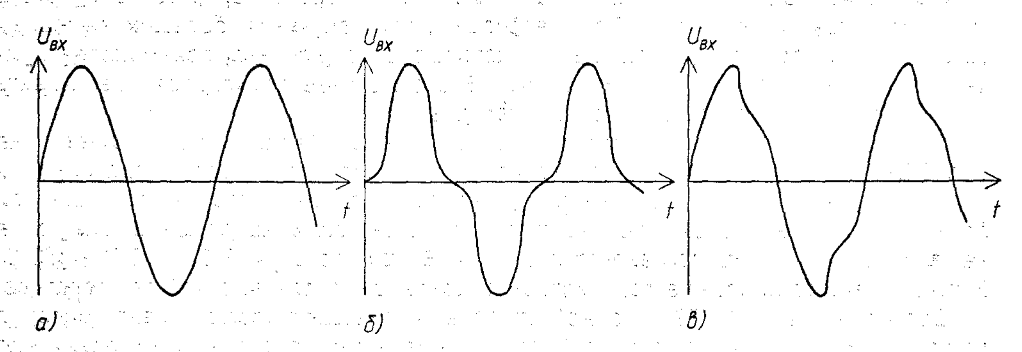


Рис. 5.28. Искажения двухтактного эмиттерного повторителя в режиме В:
а — входной сигнал; *б* — выходной сигнал для активной нагрузки;
в — выходной сигнал для нагрузки с ёмкостной составляющей

симальному току в нагрузке, каскады (рис. 5.26,*б*,*в*) перейдут в режим А. Переходные НИ будут достаточно малыми, даже если ток покоя составляет незначительную часть максимального тока в нагрузке. Таким образом, в двухтактном режиме АВ переходные НИ малы и могут быть дополнительно снижены ООС до пренебрежимо малой величины в МУ.

В двухтактных эмиттерных повторителях могут появляться НИ, связанные с неодинаковым усилением по току комплементарных БТ при работе от высокоомного источника сигнала. На высоких частотах могут возникать НИ за счет разного быстродействия БТ двухтактного комплементарного эмиттерного повторителя.

Максимальная синусоидальная выходная мощность с учетом напряжений насыщения и падения на эмиттерном сопротивлении:

$$P_{max} = \frac{(E_П - U_{КЭ\,нас} - U_{КЭ})^2}{2R_Н},$$

Максимальная мощность рассеивается на транзисторах не при полной амплитуде выходного сигнала, а при $U_{вх} = \frac{2}{\pi}E_П$

$$P_{К\,max} = 0{,}1\left(\frac{E_П^2}{R_Н}\right) \approx 0{,}2P_{max}.$$

Коэффициент НИ комплементарного повторителя можно оценить по приближенной формуле [5.10]:

$$k_г \approx \left(\frac{\varphi_T}{I_{см}R_Н + U_а}\right)^2,$$

где $U_а$ — амплитуда входного сигнала, В.

Основная проблема режима АВ — получение стабильности тока покоя в широком диапазоне температур. Резисторы в эмиттерах БТ стабилизируют ток покоя за счет ООС по току, эффективность которой увеличивается с ростом сопротивления $R_Э$ Однако эти сопротивления снижают мощность, отдаваемую в нагрузку, поэтому их величина должна быть меньше сопротивления нагрузки. Другой способ — температурная компенсация за счет размещения диодов или термосопротивлений, формирующих источники напряжения смещения, на корпусах мощных выходных транзисторов.

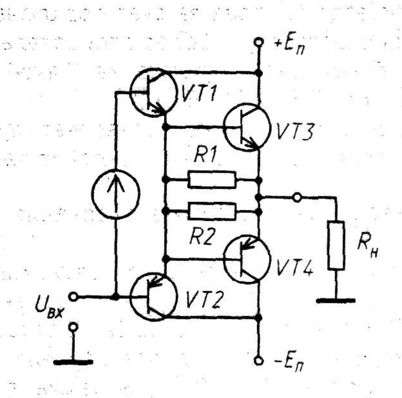
Однокаскадные эмиттерные повторители могут обеспечивать ток в нагрузке порядка сотен миллиампер. При необходимости получения больших выходных токов следует применять мощные БТ, которые обладают невысоким коэффициентом усиления по току ($h_{21Э}$ = 10...50). В этом случае приходится увеличивать количество транзисторов в выходном каскаде.

Комплементарный эмиттерный повторитель Дарлингтона показан на рис. 5.29. Наиболее эффективно задавать ток покоя только для предоконечных транзисторов. При этом мощные выходные транзисторы открываются лишь при больших выходных токах, что будет происходить, если напряжение смещения на резисторах *R1* и *R2* составляет около 0,4 В, так что $E_{см} = 2(0{,}4 + 0{,}7) \approx 2{,}2$ В. В таком режиме выходные транзисторы закрыты даже при высокой температуре.

Сопротивления *R1* (*R2*), с одной стороны, уменьшают коэффициент усиления по току $K_I \le h_{21Э1}h_{21Э3}$, но, с другой, служат в качестве сопротивлений утечки для базового заряда выходных транзисторов. Чем меньше значения этих сопротивлений, тем быстрее будут запираться выходные транзисторы, что особенно важно при переключении транзисторов в момент изменения знака входного напряжения, когда один транзистор открывается, а другой еще не успел закрыться. Возникающий в этом случае сквозной ток вызывает искажения выходного сигнала на ВЧ вместе со снижением усиления. При этом ухудшается к. п. д. выходного каскада за счет увеличения мощности, рассеиваемой на коллекторах выходных транзисторов.

В квазикомплементарных эмиттерных повторителях (рис. 5.30) используются выходные транзисторы одинаковой структуры. Транзисторы *VT2*, *VT4* образуют усилитель напряжения с ООС и коэффициентом усиления по напряжению $K_U \approx 1$. Характеристики передачи всего каскада в целом различны для положительных и отрицательных полуволн сигнала, поэтому в нем возникают дополнительные НИ.

Каскадное соединение двухтактных комплементарных эмиттерных повторителей применяется во многих УМ (см., например, рис. 7.4, 7.5, 7.7, 9.4). При



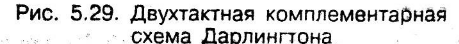


Рис. 5.29. Двухтактная комплементарная схема Дарлингтона

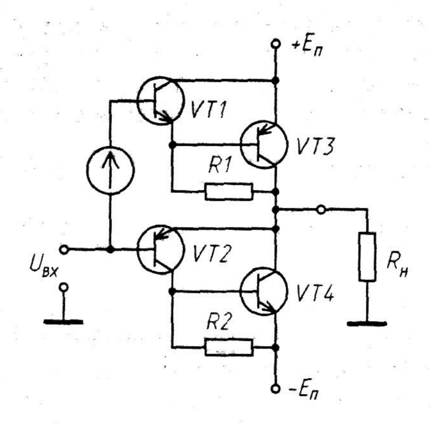


Рис. 5.30. Двухтактная квазикомплементарная схема Дарлингтона

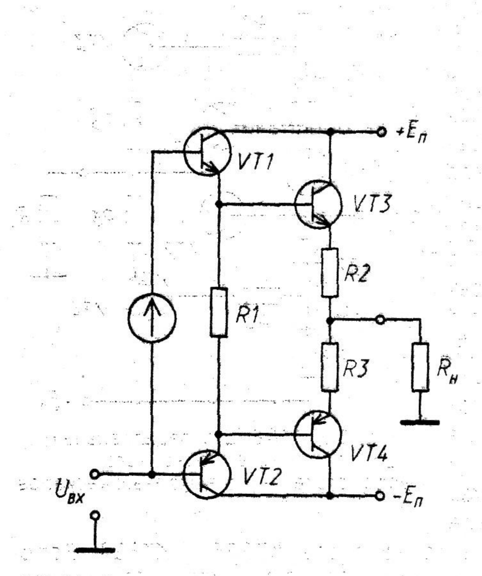


Рис. 5.31. Модифицированная двухтактная схема с повышенным быстродействием

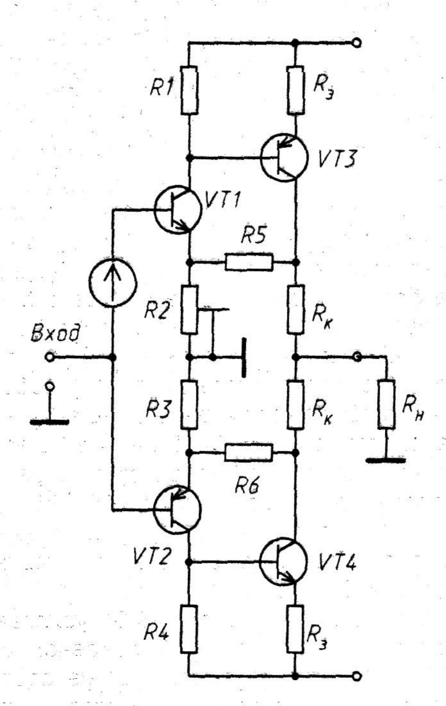


Рис. 5.32. Выходной каскад по схеме усилителя напряжения

использовании в выходном каскаде мощных транзисторов типа КТ816...КТ819 или аналогичных с граничной частотой 3...4 МГц скорость разряда заряженной емкости база-эмиттер при переключении ограничена внешним сопротивлением между базой и эмиттером (резисторы *R1*, *R2* в схеме рис. 5.29, 5.30), которое желательно иметь минимальным. При уменьшении сопротивлений этих резисторов в обеих схемах возрастает мощность, рассеиваемая на транзисторах предоконечного каскада.

Модифицированная схема (рис. 5.31) позволяет вчетверо увеличить скорость убывания коллекторного тока по сравнению со схемой на рис. 5.29. Здесь

емкость база-эмиттер транзистора *VT3* разряжается быстрее за счет подключения резистора *R1* к эмиттеру транзистора *VT2*, находящегося под более отрицательным потенциалом, чем точка, с которой снимается выходное напряжение. Такой выходной каскад применяется в схемах на рис. 7.6, 7.8, 7.21, 9.6.

Выходной каскад — усилитель напряжения (рис. 5.32) позволяет лучше использовать напряжение питания всего усилителя. Коэффициент усиления такого каскада $K_U = 1 + \frac{R_5}{R_2}$. Другое достоинство — возможность симметрирования каскада по минимуму четных гармоник резистором *R2*, изменяющего коэффициент усиления каскада на транзисторах *VT1*, *VT3*. БТ *VT3*, *VT4* могут быть заменены схемами Дарлингтона. Недостатком такого каскада является меньшее быстродействие по сравнению с модифицированной схемой эмиттерного повторителя. Подобный выходной каскад применяется в усилителе «Бриг-001», а также в УМ рис. 7.14, 7.16, 9.8.

При разработке усилителей с выходной мощностью более 100 Вт важно получить большой к. п. д. выходного каскада для облегчения его теплового режима. На рис. 5.33, 5.34 приведены схемы, состоящие из основного и вспомогательного выходных каскадов, включенных параллельно [5.16].

Основной каскад усилителя (рис. 5.33) выполнен на транзисторах *VT1*, *VT2* по схеме комплементарного эмиттерного повторителя, работающего в режиме В. Транзисторы *VT3*, *VT4*, диоды *VD1*, *VD2* и резисторы *R3...R6* образуют вспомогательный каскад, работающий в режиме АВ. Напряжение смещения на базах транзисторов вспомогательного каскада всегда больше, чем на базах основного каскада на величину падения напряжения на диодах *VD1*, *VD2*. Если напряжение смещения $U_{см}$ таково, что транзисторы *VT3*, *VT4* работают в режиме АВ, то напряжение смещения на базах транзисторов *VT1*, *VT2* будет меньше, и этот каскад заведомо будет работать в режиме В. Сопротивление резисторов *R5*, *R6* порядка 2...10 Ом ограничивает максимальный ток транзисторов вспомогательного каскада на уровне 200...400 мА.

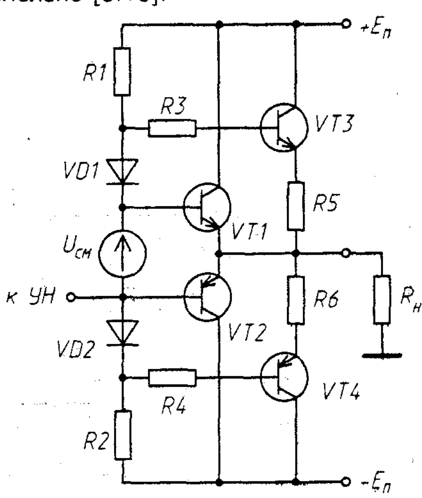


Рис. 5.33. Схема с параллельным включением основного и вспомогательного выходных каскадов

Выходной каскад рис. 5.34 усиливает как ток, так и напряжение. В основном каскаде (*VT3*, *VT4*) используются мощные составные транзисторы КТ825 и КТ827. Вспомогательный каскад — на составных транзисторах *VT5*, *VT7* и *VT6*, *VT8* соответственно.

Амплитуда выходного напряжения в таком каскаде максимальна и отличается от напряжения питания (44 В) на напряжение насыщения транзисторов *VT3*, *VT4*, (в эмиттерах этих транзисторов резисторы ООС по току покоя не требуются, так как каскад работает в режиме В). Конденсаторы *C1...C4* корректируют фазовую и частотную характеристики каскада.

Схема рис. 5.34 при указанном напряжении питания обеспечивает на нагрузке 4 Ом максимальную синусоидальную мощность, равную 200 Вт.

На рис. 5.35 приведена схема выходного каскада с улучшенной термостабильностью тока покоя за счет ООС по этому показателю. Стабильность тока покоя всецело зависит от неизменности напряжений между базой и эмиттером БТ *VT1* и *VT2*. Для того, чтобы на это напряжение не влиял режим работы

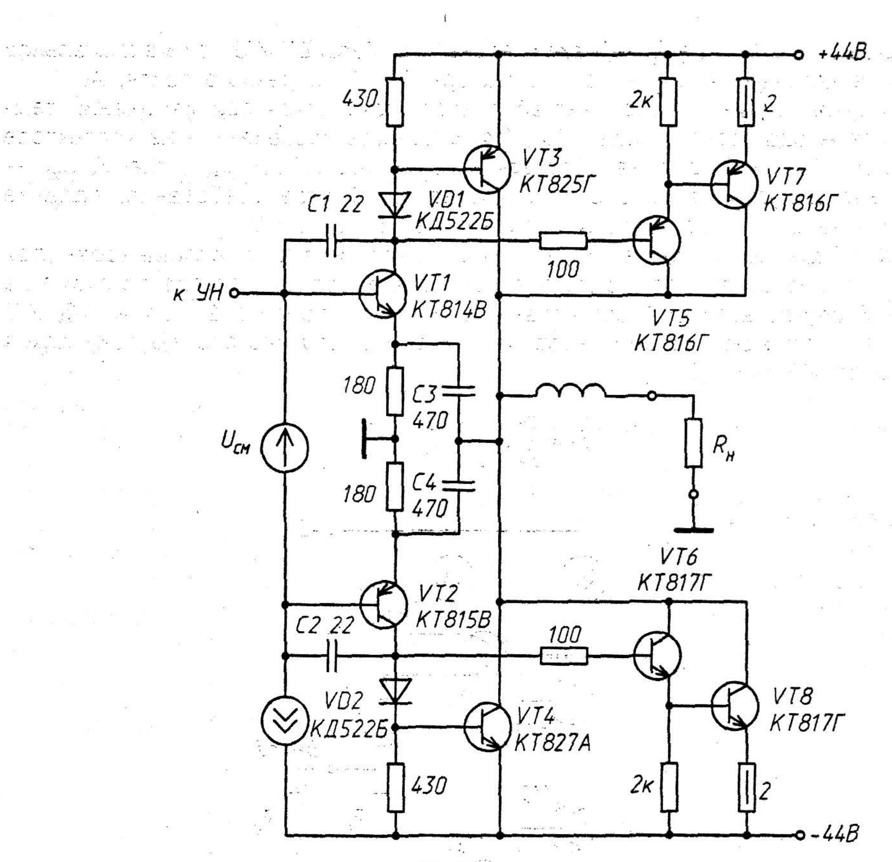


Рис. 5.34. Схема с усилением напряжения и параллельным включением основного и вспомогательного выходных каскадов

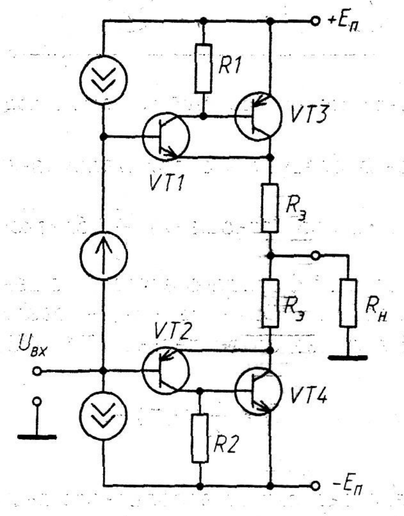


Рис. 5.35. Выходной каскад с повышенной термостабильностью

оконечного каскада, необходимо ослабить зависимость между мощностью, рассеиваемой предоконечным каскадом, и выходной мощностью, что возможно при

условии $I_{Б3} \le (4...6)I_{К1}$, где $I_{Б3}$ — максимальный ток базы БТ *VT3* при максимальной мощности в нагрузке, А; $I_{К1}$ — ток коллектора БТ *VT1* в режиме покоя, А.

Для получения минимальной нестабильности тока покоя при изменении температуры перехода транзисторов *VT3* (*VT4*) мощность рассеивания на коллекторе транзистора *VT1* (*VT2*) должна составлять $P_{К1} = (0{,}2...0{,}5)P_{К\,max1}$, где $P_{К\,max1}$ — максимально допустимая мощность рассеивания. Другое требование: падение напряжения на резисторе $R_э$ должно быть более 60...100 мВ.

Высокая точность поддержания тока покоя и его повторяемость при серийном производстве могут быть обеспечены в выходном каскаде по схеме на рис. 5.36. В случае взаимной согласованности транзисторов *VT2*, *VT4* и *VT3*, *VT5* и равенству площадей их эмиттеров режим выходного каскада по току покоя транзисторов *VT6*, *VT7* [5.17]:

$$I_п \approx \frac{\varphi_т}{R_э}\ln\frac{I_0}{I_1} - I_1.$$

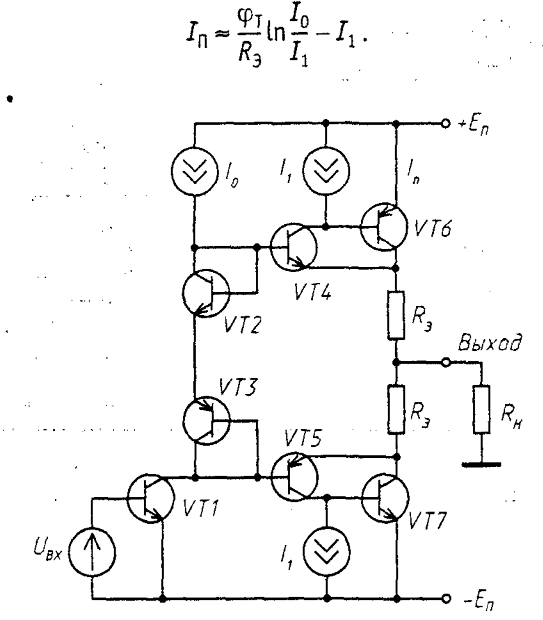


Рис. 5.36. Выходной каскад с высокой точностью поддержания тока покоя

Из анализа выражения следует, что при малом значении $R_э$ малый ток покоя может быть обеспечен лишь при отношении $\frac{I_0}{I_1}$, близком к единице. Стабильность тока покоя определяется стабильностью этого отношения. Ток покоя может быть задан различными способами. Один из них — различие площадей эмиттеров транзисторов *VT2*, *VT3* в *m* раз относительно *VT4*, *VT5*, так что ток покоя

$$I_п \approx \frac{\varphi_т}{R_э}\ln(m) - I_1,$$

который при $I_п \ge I_1$ мало зависит от абсолютного значения токов смещения.

Повышенная стабильность тока покоя обеспечивается лишь при малых его значениях, соизмеримых с токами смещения; падение напряжения на эмиттерном резисторе $I_п R_э$ при этом составляет несколько милливольт. В этом случае осуществляется так называемая токовое управление выходным каскадом, приемущества которого будут рассмотрены ниже.

Схема усилителя, использующего описанный выходной каскад, приведена на рис. 7.22.

При работе в составе МУ выходным каскадам в режимах В и АВ присущ недостаток, заключающийся в падении петлевого усиления в окрестностях нулевой точки, где происходит переключение транзисторов оконечного каскада, что приводит к меньшему исправлению НИ, возникающих в этой области. Для режима В снижение усиления обусловлено тем, что сигнал на оконечный транзистор подается от источника с малым внутренним сопротивлением, то есть от генератора напряжения. Иными словами, управление оконечным каскадом, у которого базо-эмиттерные переходы зашунтированы резисторами, на начальном участке переходной характеристики осуществляется по крутизне — наиболее нелинейному параметру БТ для режима большого сигнала. В результате все напряжение сигнала падает на шунтирующем сопротивлении, а ток базы полностью определяется входным сопротивлением транзистора, величина которого на начальном участке значительна. Ток базы начинает возрастать только тогда, когда напряжение входного сигнала превысит порог открывания транзистора (0,6 В), а входное сопротивление уменьшится до единиц килоом.

Таким образом, наличие шунтирующего резистора замедляет открывание транзистора на начальном этапе. Хотя и в меньшей степени, те же процессы присущи и режиму АВ. Естественно, что увеличение тока покоя выравнивает усиление выходного каскада в окрестностях нулевой точки.

Выходной каскад с токовым управлением оконечными транзисторами применяется в схемах на рис. 7.15, 10.9, а также в усилителях звуковой частоты радиоприемников (рис. 7.1—7.3).

В таких каскадах сигнал на оконечные транзисторы подается от генераторов тока на транзисторах предоконечного каскада, включенных по схеме с ОЭ. Усиленный этими транзисторами ток полностью уходит в базовые цепи транзисторов оконечного каскада, зависимость тока коллектора которых от тока базы на начальном участке почти линейна, так как усиление по току в этот момент практически неизменно. На сопротивлении нагрузки выделяется напряжение, пропорциональное выходному току и выходной каскад в целом усиливает напряжение, хотя все транзисторы усиливают токи.

Очевидным достоинством токового управления является улучшение линейности и снижение зависимости НИ от тока покоя оконечных транзисторов, который можно устанавливать, исходя из соображений широкополосности.

Очевиден и недостаток: невысокая скорость разряда емкости база-эмиттер оконечных транзисторов, что может быть устранено подключением цепей, ускоряющих разряд (конденсатор *C4* на рис.10.9).

Переходные искажения 2-го рода (коммутационные НИ, далее — КИ) возникают во всех двухтактных каскадах в режимах В и АВ в момент перехода транзистора из открытого состояния в закрытое. Напряжение смещения постоянно, однако напряжение $U_{БЭ}$ открытого транзистора и падение напряжения на его эмиттерном сопротивлении увеличиваются, уменьшая напряжение смещения другой половины каскада, и, следовательно, закрывая его. Этот эффект можно ослабить, создав запас по току покоя и полностью исключить, управляя напряжением смещения в цепи база-эмиттер таким образом, чтобы поддерживать ток покоя и в неработающей части каскада. В результате переключение состояний схемы в окрестности нулевой точки ускоряется, а КИ снижаются.

Существуют различные схемы выходных каскадов с малыми КИ (в зарубежной литературе «Non-Switching Amplifier»).

В выходном каскаде (рис. 5.37,*а*) ток сигнала через диод *VD1* поступает на выходные транзисторы. В неработающей половине каскада напряжение смещения в цепи базы поддерживается постоянным, а ток покоя базы поступает от диода *VD4*. Подобный выходной каскад используется в усилителе «Technics-SU45» (рис. 7.8).

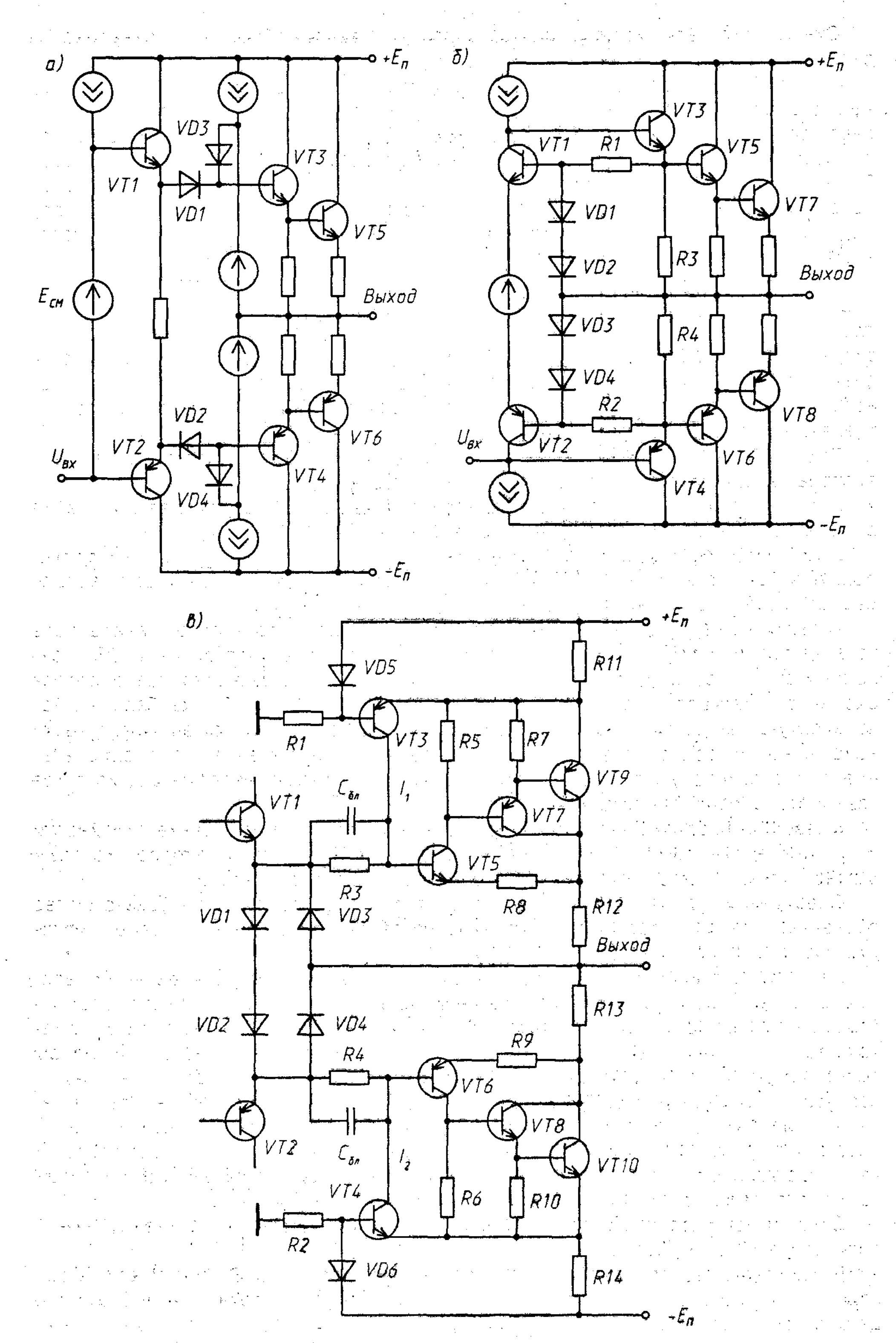


Рис. 5.37. Выходные каскады с малыми коммутационными искажениями

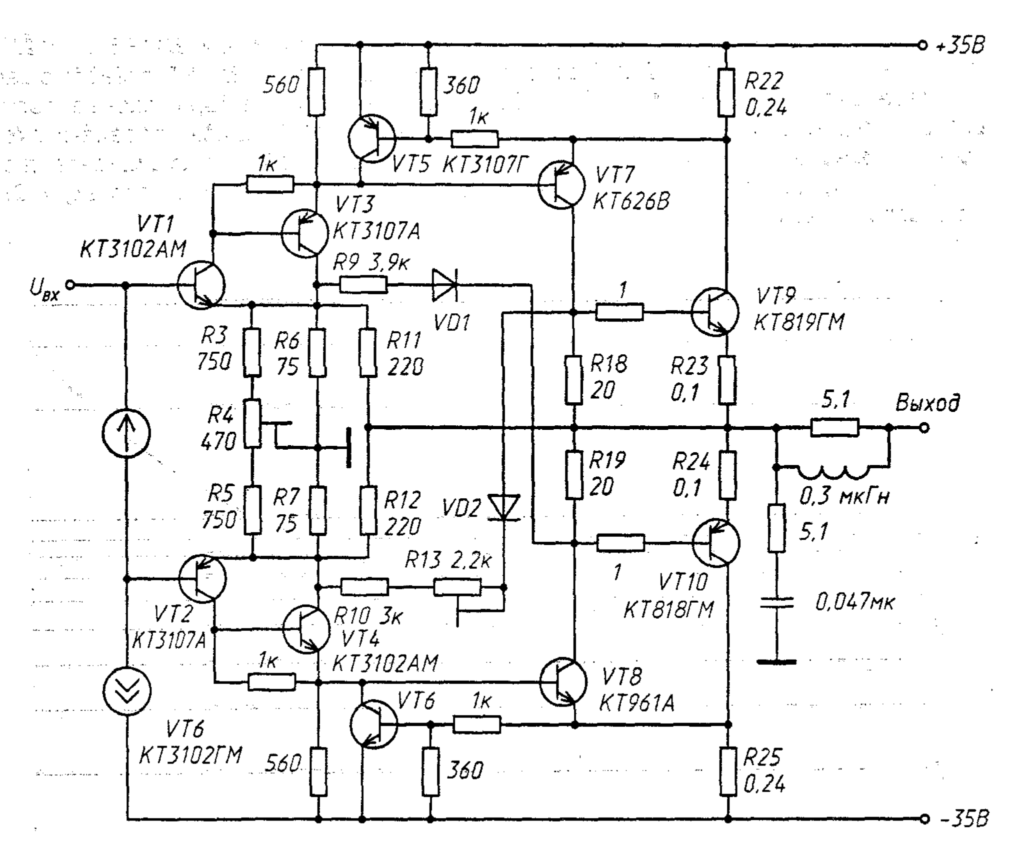


Рис. 5.38. Выходной каскад с малыми нелинейными и коммутационными искажениями

В выходном каскаде (рис. 5.37,*б*) ток покоя поддерживается постоянным, так как падение напряжения на резисторах *R3*(*R4*) управляет дополнительным источником напряжения смещения (*VT1*, *VD1*, *VD2*, *R1* и *VT2*, *VD3*, *VD4*, *R2* соответственно) по принципу отрицательной обратной связи. Подобный выходной каскад используется в усилителях [5.18].

В выходных каскадах по схеме УН также возможно снижение КИ (рис. 5.37,*в*). Неработающая часть (при положительной полуволне сигнала — *VT6*, *VT8*, *VT10*) переходит в режим генератора стабильного тока покоя за счет ООС по этому параметру. Датчиком является резистор *R14*, падение напряжения на котором управляет источником тока на транзисторе *VT4*. Очевидным достоинством выходного каскада является высокая термостабильность за счет описанной ООС. Аналогично работает и другое плечо выходного каскада.

Во избежании появления дополнительного полюса в АЧХ выходного каскада сопротивления резисторов *R3* (*R4*) должны быть не более 200 Ом. В крайнем случае резисторы нужно заблокировать конденсаторами.

На рис. 5.38 приведена схема выходного каскада с малыми нелинейными и коммутационными искажениями, примененная в УМ [5.19]. Выходной каскад выполнен на составных транзисторах разной проводимости (*VT1VT3*, *VT2VT4*, *VT7VT9*, *VT8VT10*). Такие структуры исследованы в [5.20], где выявлено их значительное превосходство по уровню НИ третьего порядка, на 25...30 дБ меньших, чем в обычном каскаде, при глубине местной ООС большей 5. Каждая пара транзисторов имеет местную ООС: *R3R6* и часть резистора *R4* для *VT1VT3*, *R5R7* и часть резистора *R4* для *VT2VT4*, *R22* и *R25* для *VT7VT9* и *VT8VT10* соответственно.

Кроме того, весь каскад в целом охвачен ООС через делители *R11R6* и *R12R7* (параллельно резисторам *R6* и *R7* включена цепь резисторов *R3R4R5*, позволяющая дифференциально изменять глубину ООС в плечах, усиливающих разные полуволны сигнала, для минимизации четных гармоник). Коэффициент передачи оконечного каскада равен 4. На рис. 5.39 показана зависимость коэффициента гармоник $K_г$ симметрированного выходного каскада от отдаваемой в нагрузку 4 Ом мощности на частоте 16 кГц.

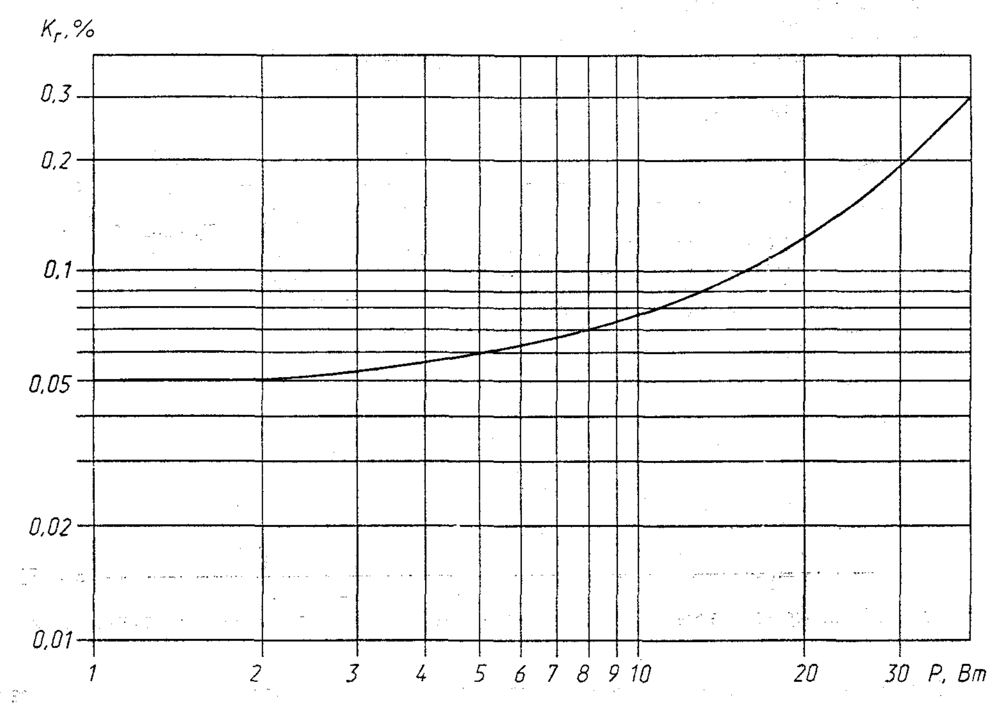


Рис. 5.39. Зависимость коэффициента гармоник выходного каскада рис. 5.38 от выходной мощности

Переключающие цепи *R9VD1* и *R10R13VD2* дважды за период сигнала шунтируют делители *R11R6* и *R12R7*, увеличивая их коэффициент передачи, а следовательно, и напряжение смещения транзисторов *VT1*, *VT2*, препятствуя выключению его неработающих плеч и отсечке тока.

Постоянные напряжения на базах транзисторов *VT9*, *VT10* смещают диоды *VD1*, *VD2* в прямом направлении и, таким образом, устраняют запаздывание срабатывания цепей, снижающих КИ. Настройку этих цепей контролируют по осциллограммам токов коллекторов транзисторов *VT9*, *VT10* (измеряется напряжения на резисторах *R22* и *R25* соответственно). Критерий правильности настройки резистором *R13* (и, если требуется, подбором резистора *R9*) — отсутствие отсечки коллекторного тока.

6. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Под предварительными будем понимать усилители сигналов до уровня мощности менее 0,25 Вт (напряжение 5 В на нагрузку от 50 Ом до десятков килоом). В этом разделе рассматриваются предварительные усилители, верхняя граничная частота которых, как правило, не превышает 5...10 МГц. Более широкополосные усилители рассмотрены в соответствующей главе.

Автор не ставил задачу строгой классификации приведенных схем. Порядок рассмотрения схемотехнических решений в разделах 6.1, 6.2 определялся их конфигурацией (от простой — к сложной). Назначение усилителей при этом может оказаться совершенно различным. В разделах 6.3, 6.4 объединены схемные решения усилителей для звуковой схемотехники.

Естественно, что такое деление весьма условно, так как одно и то же схемотехническое решение в зависимости от АЧХ цепи ООС может выполнять практически все функции. Приводимые в этих главах схемы анализируются с точки зрения комплекса параметров, предъявляемых к усилителям конкретного назначения. При этом не возбраняется применять любую приглянувшуюся схему из предыдущих глав. Например, вполне может оказаться, что схемотехнические решения, специально не предназначенные для применения в усилителях звуковых сигналов, окажутся весьма удачными именно для этих целей.

6.1. Двухкаскадные усилители

В двухкаскадных усилителях возможны различные включения БТ и ПТ: ОЭ-ОЭ, ОК-ОЭ, ОЭ-ОБ, ОИ-ОЭ, ОИ-ОБ, ОС-ОЭ.

6.1.1. Усилители по схеме ОЭ-ОЭ

Схемы ОЭ-ОЭ могут выполняться на БТ одинаковой проводимости и комплементарных БТ [6.1].

Расчет усилителей

Схема двухкаскадного усилителя ОЭ-ОЭ с комплементарными БТ показана на рис. 6.1,*а*. Требуемый коэффициент усиления определяется отношением резисторов $\frac{R_2}{R_1}$ цепи общей последовательной ООС по напряжению:

$$K = \frac{R_2}{R_1}.$$

Коэффициент усиления в режиме холостого хода с разомкнутой петлей ООС по переменному напряжению ($R_1 = 0$)

$$K_0 = K_{01}K_{02} = S_1R_{\text{н1}}S_2R_{\text{н2}}, \quad (6.1)$$

где

$$S_1 = \frac{I_{\text{э1}}}{\varphi_{\text{т}}}; \quad (6.2)$$

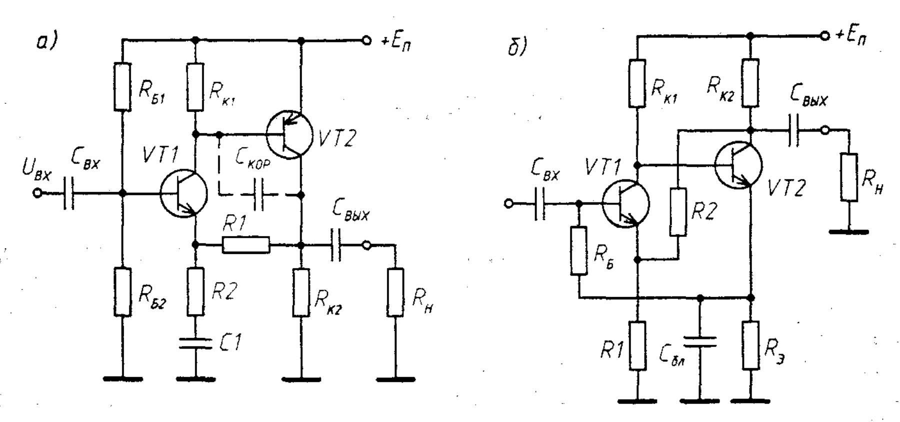


Рис. 6.1. Двухкаскадные усилители по схеме ОЭ-ОЭ:
а — на комплементарных БТ; *б* — на БТ одинаковой проводимости

$$S_2 = \frac{I_{Э2}}{\varphi_T}; \tag{6.3}$$

$$R_{Н1} = R_{К1} \| \frac{h_{21Э2}}{S_2}; \; R_{Н2} \approx R_{К2}. \tag{6.4}$$

Типичные значения коэффициента усиления с разомкнутой ООС составляют K_0 = 2000...5000.

Верхняя граничная частота $f_в$ по уровню –3 дБ в режиме холостого хода с разомкнутой ООС определяется входным сопротивлением второго каскада:

$$R_{вх2} = \frac{h_{21Э}}{S_2} \tag{6.5}$$

и емкостью перехода коллектор-база $C_{КБ}$ транзистора *VT2*, к которой иногда параллельно включается корректирующая емкость $C_{кор}$. Эта суммарная емкость увеличивается за счет эффекта Миллера (см. п. 8.1.1), так что

$$f_{в2} = \frac{1}{2\pi h_{21Э2}(C_{КБ2} + C_{кор})}. \tag{6.6}$$

Для первого каскада верхняя граничная частота определяется внутренним сопротивлением источника сигнала R_i и входной емкостью с учетом эффекта Миллера:

$$f_{в1} = \frac{1}{2\pi(R_i + r_Б)K_{01}C_{КБ1}}. \tag{6.7}$$

Исходными данными для расчета схемы по постоянному току являются токи коллекторов $I_{К1}$ и $I_{К2}$ обоих транзисторов и напряжение $U_{К2}$, обычно выбираемое равным половине напряжения питания $U_{К2} = \frac{E_п}{2}$. Ток $I_{К1}$ определяет шумовые свойства усилителя, от тока $I_{К2}$ зависит минимальное сопротивление нагрузки.

Далее расчет проводится в следующем порядке:

$$R_{К2} = \frac{U_{К2}}{I_{К1}+I_{К2}};\ R_2 = \frac{U_{R2}}{I_{К1}} = \frac{(1...2)}{I_{К1}};\ R_{К1} = \frac{U_{БЭ2}}{I_{К1}+\dfrac{I_{К2}}{h_{21Э}}} \approx \frac{0{,}6}{I_{К1}}.$$

Сопротивления делителя $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$ определяют потенциал базы транзистора *VT2*: $U_{Б1} = U_{К2} + U_{R2} + 0{,}6$. Расчет резисторов базового делителя аналогичен приведенному в п. 1.1.1.

Нижние граничные частоты определяются входной, блокировочной и выходной емкостями:

$$f_{нвх} \approx \frac{1}{2\pi C_{вх}(R_{Б1}\,\|\,R_{Б2})}; \qquad (6.8)$$

$$f_{нC1} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}; \qquad (6.9)$$

$$f_{нвых} \approx \frac{1}{2\pi C_{вых}(R_н + R_{К2})}. \qquad (6.10)$$

Наибольшей оказывается емкость *C1*, так как сопротивление *R1* для уменьшения шума должно быть небольшим (R_1 = 0,1...1 кОм, или $R_1 < R_i$), а емкость *C1* определяется выражением (1.11).

Для получения максимальной амплитуды выходного сигнала сопротивление нагрузки не может быть меньше, чем $R_н > (5...10)R_{К2}$.

Выходное сопротивление в режиме малого сигнала обычно имеет величину $R_{вых} \approx \dfrac{R_{К2}}{g}$, где $g = \dfrac{K_0}{K_н} = \dfrac{K_0}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}$ — коэффициент петлевого усиления.

Двухкаскадная схема ОЭ-ОЭ с транзисторами одинаковой проводимости приведена на рис. 6.1,*б*. Для этой схемы также справедливы формулы (6.1), (6.6), (6.7) для расчета K_0, $f_{в2}$, $f_{в1}$.

Нижние граничные частоты определяются входной, блокировочной и выходной емкостями:

$$f_{нвх} \approx \frac{1}{2\pi C_{вх} R_Б};\ f_{нбл} \approx \frac{S_2}{2\pi C_{бл}};\ f_{нвых} \approx \frac{1}{2\pi C_{вых}(R_н + R_{К2})}.$$

Наибольшей оказывается емкость $C_{бл}$ > 200 мкФ при $1/S_2 \approx$ 5...25 Ом для $f_{нбл} \approx$ 5...20 Гц. Если не требуется запас по усилению на низких частотах, то допускается иметь $f_{нбл}$ = 100 Гц, так как в усилителе с замкнутой ООС $f_н = \dfrac{f_{нбл}}{g}$.

Исходные данные для расчета те же, что и в предыдущем случае. Напряжение на коллекторе транзистора *VT2* определяется с учетом падения напряжения на резисторе $R_Э$ ($U_{RЭ}$ > 0,6 В, $U_{RЭ}$ = 0,7...1,5 В):

$$U_{К2} = \frac{E_п - U_{RЭ}}{2};\ R_{К2} = \frac{E_п - U_{RЭ}}{2I_{К2}};\ R_Э = \frac{U_{RЭ}}{I_{К2}}.$$

Падение напряжения на сопротивлении в цепи базы не должно быть слишком большим. В противном случае его следует учитывать, так что $U_{Б1} = U_{RЭ} - I_Б R_Б$. Далее можно рассчитать сопротивление в цепи эмиттера транзистора *VT1*:

$$R_1 = \frac{U_{RЭ} - I_Б R_Б - 0{,}6}{I_{К1}}.$$

Если сопротивление *R1* окажется слишком большим с точки зрения шумов, то расчет следует повторить с уменьшенным значением $U_{RЭ}$. Остальные резисторы рассчитываются по формулам (током через *R2* пренебрегают):

$$R_{К1} = \frac{E_п - U_{RЭ} - 0{,}6}{I_{К1}};\ R_{К2} = \frac{E_п - U_{RЭ}}{2I_{К2}};\ R_Э = \frac{U_{RЭ}}{I_{К2}};\ R_2 = (K-1)R_1.$$

Ориентировочное значение коэффициента нелинейных искажений $K_Г \approx 0{,}4\%$ при $K = 100$, $K_0 = 5000$ и выходном напряжении 5 В.

Практические схемы

На рис. 6.2 приведена схема предварительного усилителя магнитофона «Яуза-209». Ток коллектора первого транзистора равен 100 мкА.

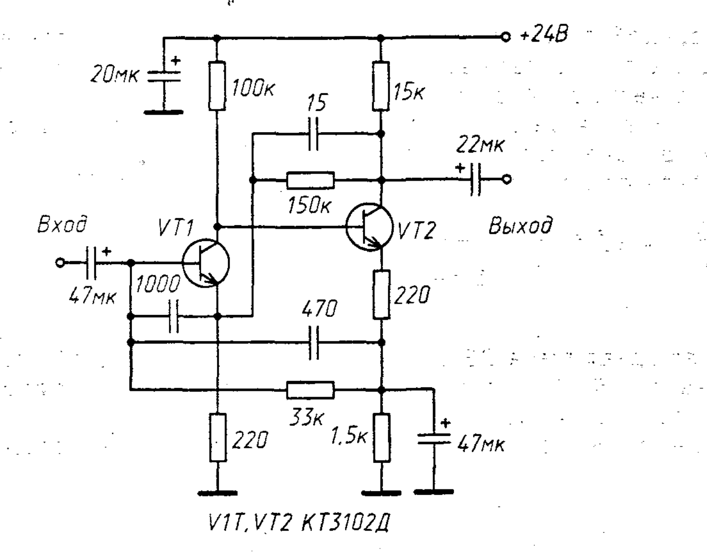


Рис. 6.2. Предварительный усилитель магнитофона «Яуза-209»

На рис. 6.3 показана схема усилителя с ООС по переменному напряжению.

В этой схеме усиление может регулироваться переменным резистором *R7*, не изменяющим режимы БТ по постоянному току за счет развязки электролитическими конденсаторами.

Схема еще одного усилителя на БТ одинаковой проводимости с большим напряжением питания приведена на рис. 6.4.

В схеме рис. 6.5 применена развязка по цепям питания для лучшей фильтрации.

На рис. 6.6 приведена схема малошумящего микрофонного усилителя, имеющего очень хорошую стабильность режимов за счет общей и местной ООС в первом каскаде. Ток коллектора первого транзистора составляет 25 мкА. Отношение сигнал/шум не хуже 78 дБ, сопротивление источника сигнала может находиться в пределах 0,6...50 кОм. Входное сопротивление около 200 кОм, выходное —

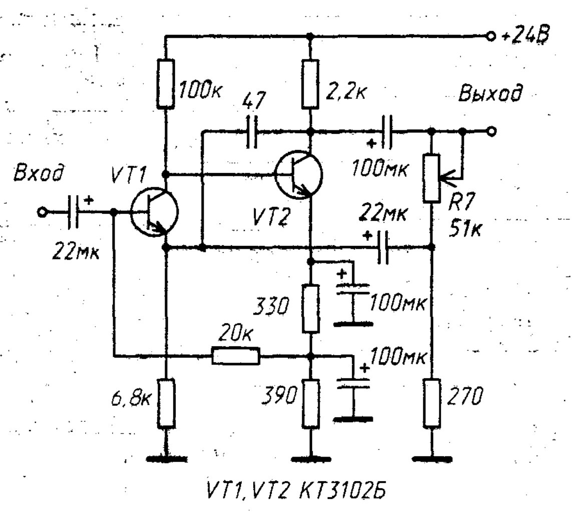


Рис. 6.3. Усилитель с регулируемым усилением

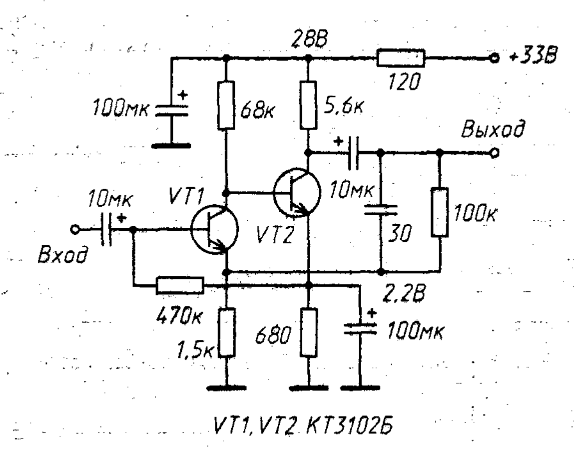


Рис. 6.4. Усилитель с повышенным напряжением питания

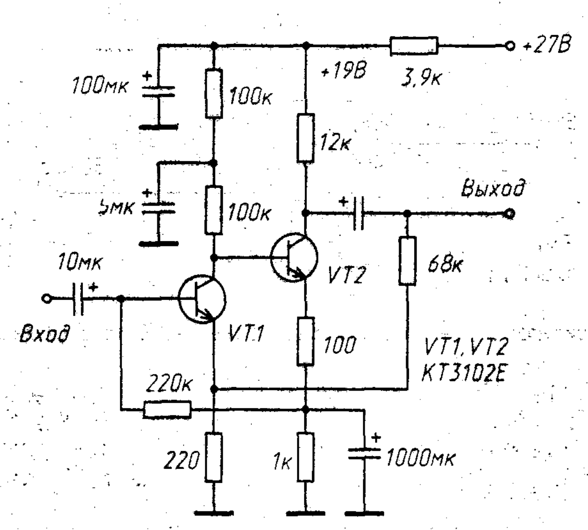


Рис. 6.5. Усилитель с улучшенной фильтрацией по цепям питания

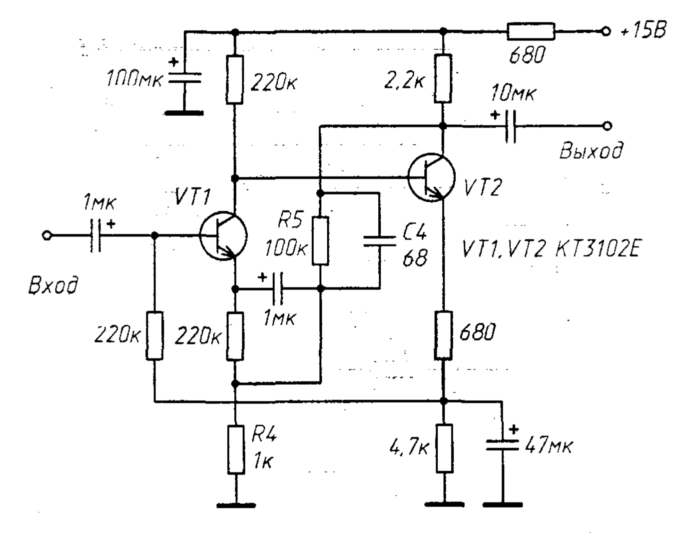


Рис. 6.6. Микрофонный усилитель

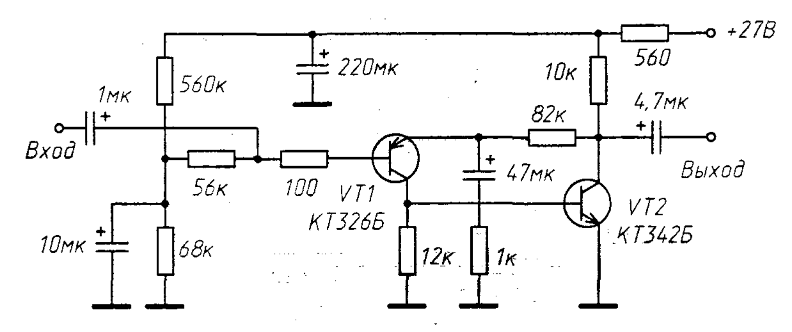


Рис. 6.7. Усилитель на БТ разной проводимости

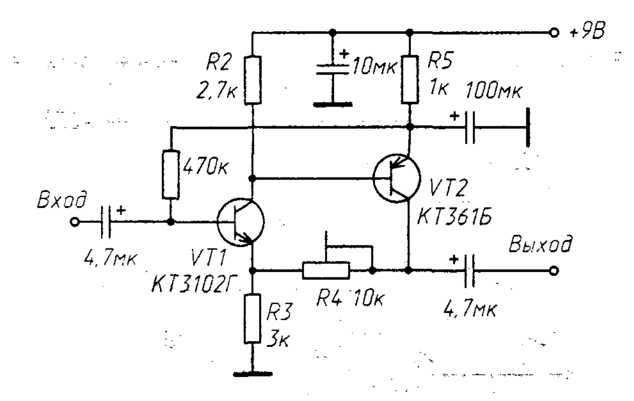


Рис. 6.8. Усилитель с регулируемым усилением на БТ разной проводимости

около 2 кОм. Полоса пропускания по уровню –3 дБ 25...24·10^3 Гц; ее нижняя граница определяется емкостью *C4*. Коэффициент усиления K_U = 100.

На рис. 6.7 и 6.8 приведены схемы усилителей на БТ разной проводимости. В схеме рис. 6.8 смещение на базу первого транзистора задается напряжением ООС, снимаемого с резистора в цепи эмиттера второго транзистора. Резистором

R4 устанавливается коэффициент усиления. Режим усилителя по постоянному току при этом практически неизменен, так как ток коллектора второго транзистора стабилизирован ООС, а изменение падения напряжения на резисторе *R4* в определенных пределах не влияет на суммарный ток через резистор *R3*.

6.1.2. Схемы ОИ-ОЭ

Рассмотрим двухкаскадные усилители на полевых и биполярных транзисторах. Применение ПТ во входном каскаде позволяет реализовать низкий уровень собственных шумов и высокое входное сопротивление, БТ во втором каскаде обеспечивает необходимый коэффициент усиления.

На рис. 6.9 приведена схема усилителя, у которого потенциал затвора входного ПТ задан делителем *R1R2*, что уменьшает влияние разброса характеристик ПТ на режимы транзистора *VT2* по постоянному току.

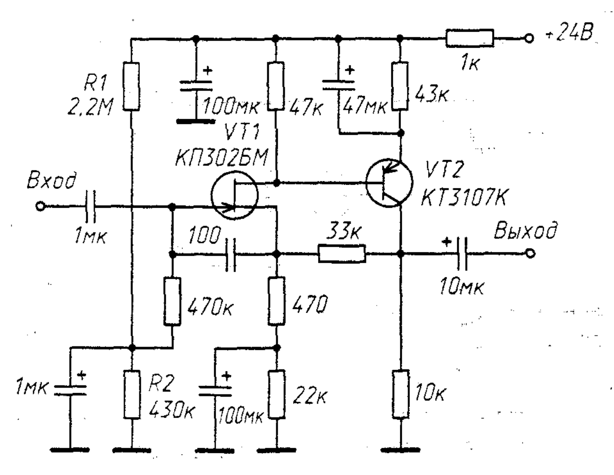


Рис. 6.9. Усилитель ОИ-ОЭ с высокой повторяемостью характеристик

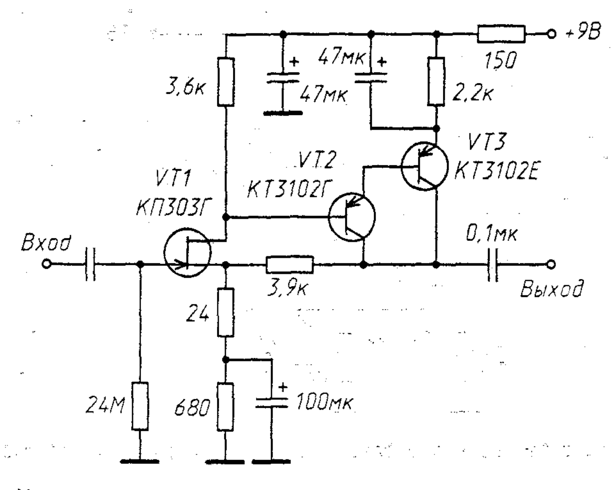


Рис. 6.10. Усилитель для пьезоэлектрических и конденсаторных микрофонов

На рис. 6.10 приведена схема малошумящего микрофонного усилителя для пьезоэлектрических и конденсаторных микрофонов низкой чувствительности [6.2].

Усилитель имеет уровень собственных шумов, приведенных к входу в полосе 20...20·10^3 Гц, равный –120 дБ.

В некоторых случаях резистор в эмиттерной цепи БТ и блокировочный конденсатор в цепи истока не включаются (рис. 6.11). Выходное сопротивление усилителя на рис.6.11,*а* — около 10 кОм, потребляемый ток 0,5 мА.

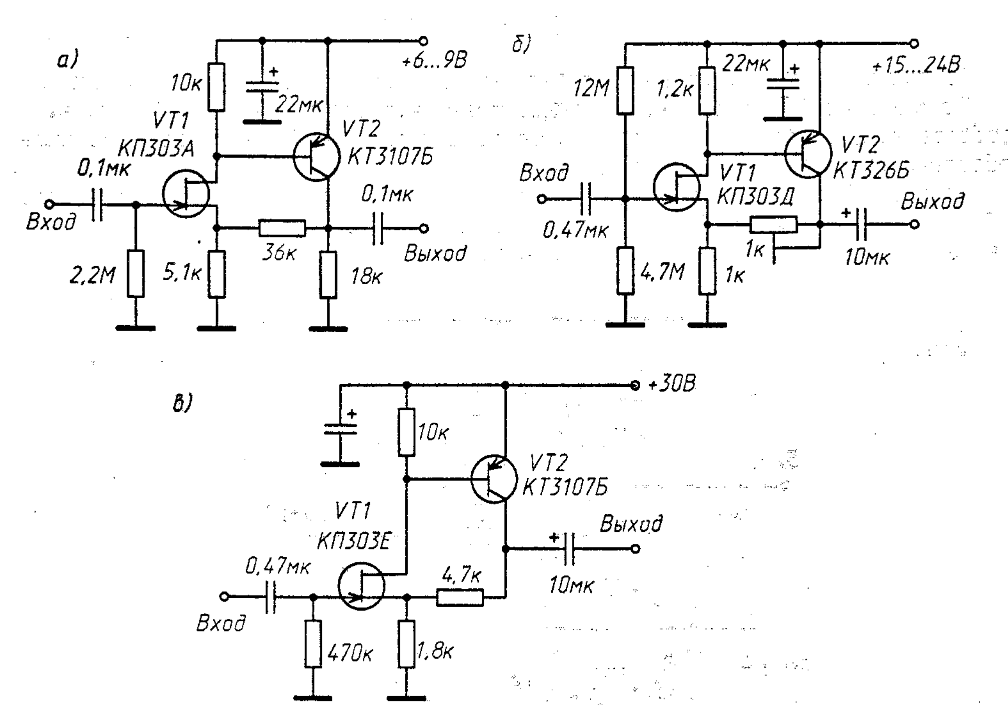


Рис. 6.11. Простые усилители ОИ-ОЭ

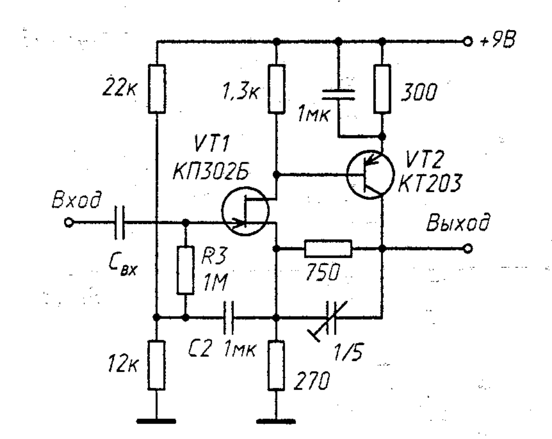


Рис. 6.12. Усилитель со сверхвысоким входным сопротивлением и низкой входной ёмкостью

В усилителе рис. 6.12 две петли ООС [6.3]. Первая — традиционная, вторая — с истока ПТ через конденсатор *С2* и резистор *R3* на затвор. Благодаря второй ООС

увеличивается входное сопротивление до десятков мегаом и существенно уменьшается входная емкость (до 5...10 пФ в зависимости от емкости монтажа). В зависимости от коэффициента усиления изменяется верхняя граничная частота полосы пропускания. Для K_U = 4 верхняя граница составляет 40 МГц.

6.1.3. Двухкаскадные повторители напряжения

Двухкаскадные повторители напряжения по схемам ОЭ-ОЭ, ОИ-ОЭ со 100%-ой ООС применяются в тех случаях, когда эмиттерные или истоковые повторители не удовлетворяют по тем или иным параметрам (стабильность коэффициента передачи, нелинейные и переходные искажения, входное и выходное сопротивление и т. п.).

На рис. 6.13,*а*,*б* приведены схемы повторителей по схеме ОЭ-ОЭ и ОИ-ОЭ соответственно, предназначенных для работы в составе усилителей звуковых сигналов.

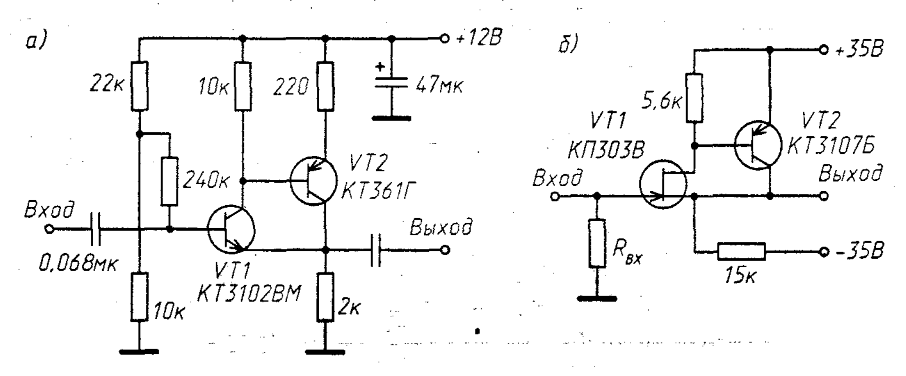


Рис. 6.13. Схемы повторителей для усилителей звуковых сигналов:
а — по схеме ОЭ-ОЭ; *б* — по схеме ОИ-ОЭ

На рис. 6.14 показаны схемы повторителей ОИ-ОЭ [6.3]. На выходе повторителя рис. 6.14,*а* присутствует постоянное напряжение, определяемое напряжением отсечки ПТ. В схеме на рис. 6.14,*б* постоянная составляющая на выходе отсутствует за счет компенсации напряжением через резистор *R3* от источника −15В. Резистор *R3* требует подбора, поскольку ПТ имеют разброс напряжения отсечки.

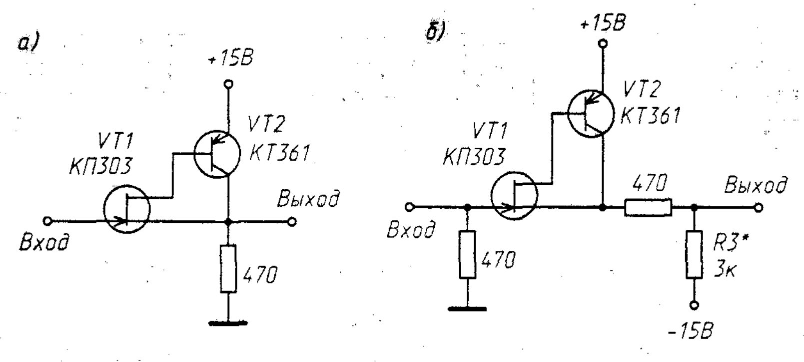


Рис. 6.14. Повторители напряжения

6.2. Многокаскадные усилители

6.2.1. Усилители на транзисторах

Рассмотренные в предыдущем разделе двухкаскадные усилители могут быть усовершенствованы включением эмиттерного повторителя на выходе схемы или между каскадами ОЭ (схема ОЭ-ОК-ОЭ). В первом случае достигается низкое выходное сопротивление и увеличивается коэффициент усиления второго каскада с ОЭ, поскольку его коллекторное сопротивление можно увеличить. Во втором случае по тем же причинам увеличивается коэффициент усиления в первом каскаде.

На рис. 6.15 показана схема трехкаскадного усилителя по схеме ОЭ-ОЭ-ОК. Высокое напряжение питания позволяет получить большое выходное напряжение (около 15 В).

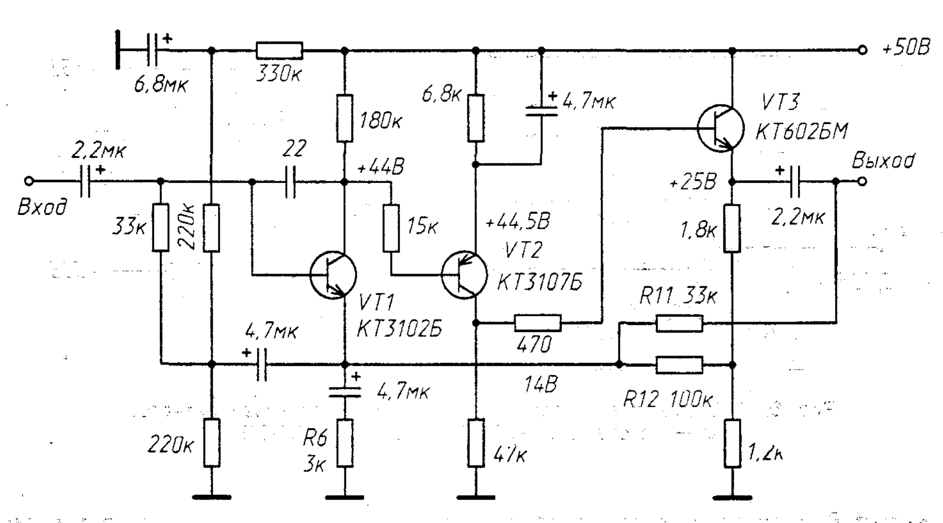


Рис. 6.15. Трехкаскадный усилитель по схеме ОЭ-ОЭ-ОК

Коэффициент усиления по напряжению определяется соотношением

$$K_U = 1 + \frac{R_{11} \| R_{12}}{R_6} \approx 10\,.$$

На рис. 6.16 приведена схема малошумящего низкочастотного предварительного усилителя [6.4]. Общая последовательная ООС по переменному и постоянному току определяется сопротивлением *R2*. Через *R1* осуществляется параллельная ООС по постоянному току, которая в сочетании с применением диодов *VD1*, *VD2* обеспечивает температурную стабильность.

На рис. 6.17 приведены зависимости коэффициента шума *F*: 1 — от внутреннего сопротивления источника сигнала R_i при f = 1 кГц; 2 — от частоты f при R_i = 3,9 кОм. Следует отметить, что значения оптимальных внутренних сопротивлений источника сигнала R_i практически не зависят от величины сопротивления *R2*, поскольку оно мало.

Коэффициент усиления *K* = 500 при входном сопротивлении $R_{вх}$ = 50 кОм. Максимальное выходное напряжение 1,5 В. Диапазон усиливаемых частот 40...2·10^4 Гц. Потребляемый ток около 2,5 мА.

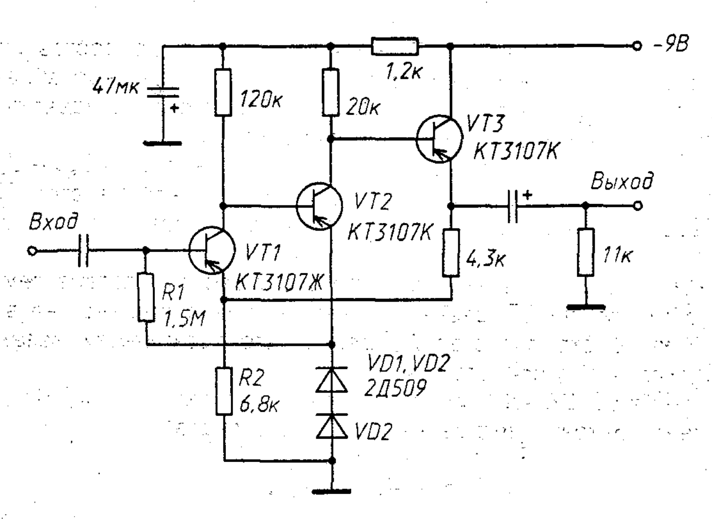


Рис. 6.16. Малошумящий НЧ предусилитель

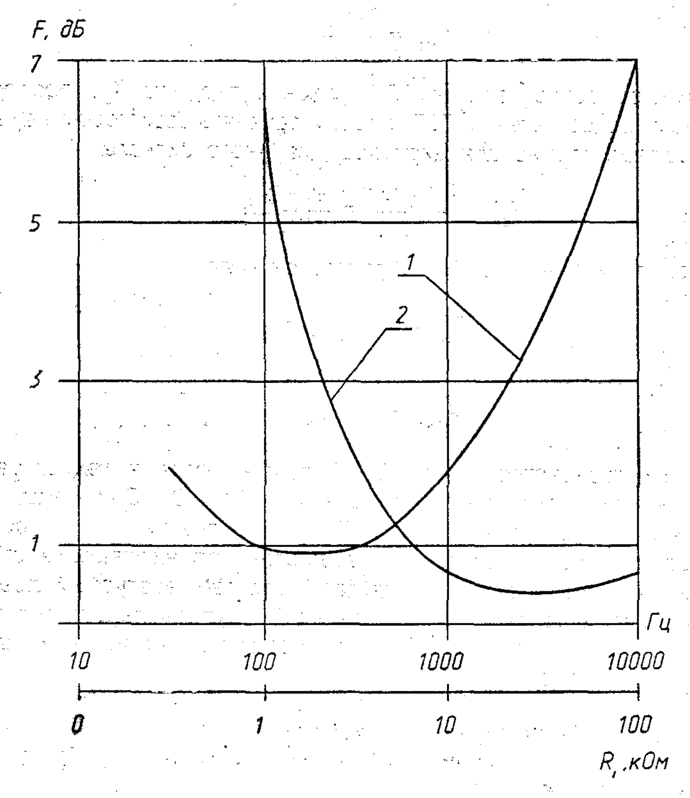


Рис. 6.17. Зависимости коэффициента шума:
1 — от сопротивления источника сигнала; *2* — от частоты

На рис. 6.18 приведены предусилители с каскодной схемой на входе для уменьшения входной емкости. Эмиттерный ток первого каскада для схемы рис. 6.18,*а* задается резистором *R5*: при изменении от 60 кОм до 600 Ом эмиттерный ток *VT2* возрастает от 10 мкА до 1 мА. Этим изменением можно опти-

мизировать коэффициент шума всего усилителя при сопротивлении источника сигнала R_i от 200 Ом до 20 кОм. Коэффициент шума предусилителя при сопротивлении R_i = 200 Ом не превосходит 1,2. Нижняя граница полосы пропускания составляет 3 Гц, верхняя зависит от эмиттерного тока первого каскада. При токе I_1 = 10 мкА $f_в$ = 10 кГц, при I_1 = 1 мА $f_в$ = 3 МГц. Коэффициент усиления равен 100.

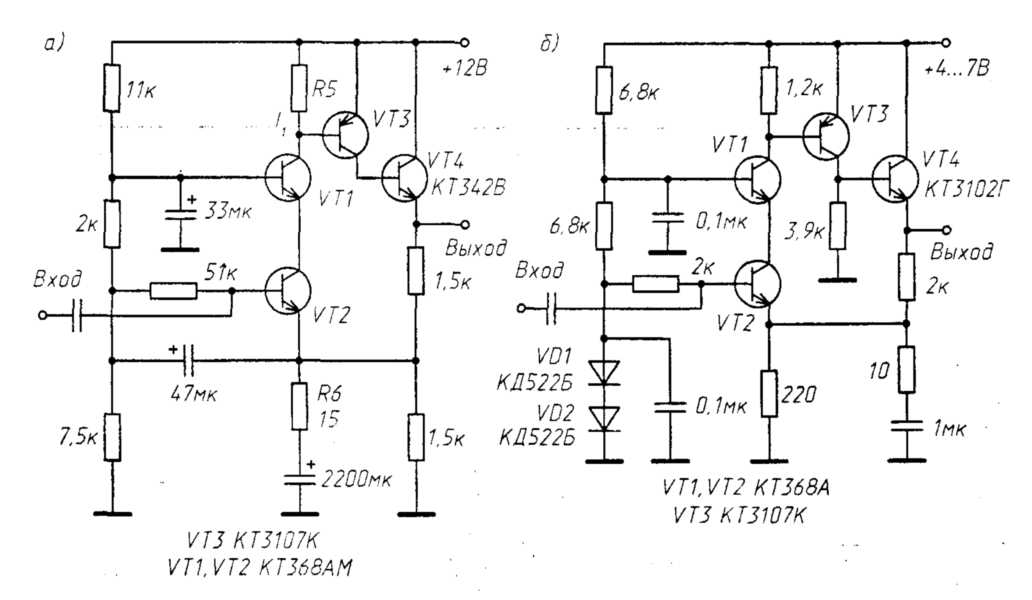


Рис. 6.18. Предусилители с входным каскодом

Усилитель рис. 6.18,*б* имеет более высокую стабильность при изменении напряжения питания за счет фиксации базового напряжения транзистора *VT2* аналогом стабилитрона (диоды *VD1*, *VD2*). Верхняя частота полосы пропускания около 4 МГц, коэффициент усиления около 200.

На рис. 6.19 приведена схема предусилителя, предназначенного для измерения шумов p-n переходов и БТ [6.5]. Особенностью усилителя является параллельное включение на входе трех ПТ типа КП303А, что позволило приблизительно в три раза уменьшить шумовое сопротивление $R_ш$ усилителя (см. кривую *7* на рис. 2.15).

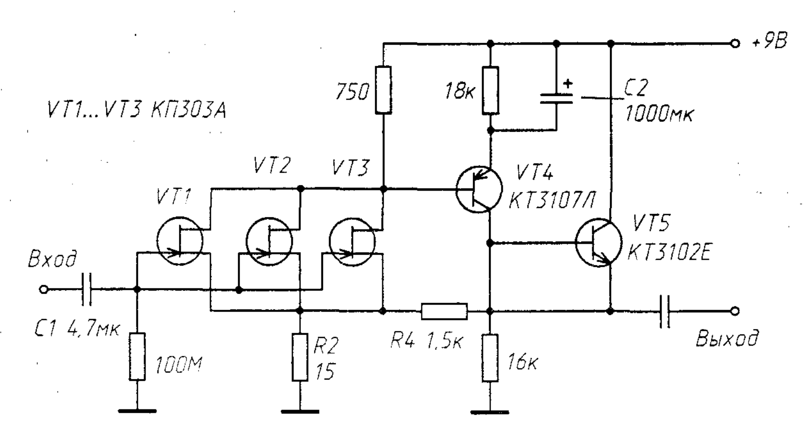


Рис. 6.19. МШУ с параллельным включением входных полевых транзисторов; K_U = 100

Коэффициент усиления первого каскада невелик (около 4), что уменьшает входную динамическую емкость. Минимальный коэффициент шума $F_{Ш\,min}$ = 1,0054 и достигается при сопротивлении источника сигнала $R_{i\,min}$ = 105 кОм. С повышением частоты $F_{Ш\,min}$ возрастает, а $R_{i\,min}$ уменьшается. Так, на частоте 10 кГц $F_{Ш\,min}$ = 1,01, а $R_{i\,min}$ = 45 кОм.

ПП усилителя составляет 0,3...1,5·10^6 Гц и может быть расширена в сторону НЧ увеличением емкости конденсаторов *C1* и *C2*, а в сторону ВЧ — увеличением эмиттерного тока *VT4*. Скорость нарастания выходного напряжения 20 В/мкс, коэффициент усиления 100 при глубине ООС около 12 дБ, потребляемый ток 4,3 мА.

Чтобы получить выигрыш в шуме при параллельном включении ПТ, необходимо выполнить два условия: величины сопротивлений $R_Ш$ должны быть близкими и значения крутизны не должны сильно отличаться. Рекомендуемые значения для разброса $R_Ш$ < 20%, для крутизны < 10%.

Особенностью усилителя рис. 6.20 является применение двухступенчатого делителя в цепи ООС по переменному току, что позволило при одинаковой емкости блокировочного конденсатора на порядок расширить полосу пропускания в сторону НЧ [6.6]. Коэффициент усиления по напряжению у первого каскада равен 15, у всего усилителя 10000, полоса пропускания 1...36·10^3 Гц. Если отключить цепи *R4C3* и *R11C5*, коэффициент усиления усилителя снизится до 100, а полоса пропускания расширится до 0,07...96·10^3 Гц. Для расширения полосы пропускания в сторону ВЧ нужно увеличить ток коллектора БТ *VT5*. Входная емкость усилителя 40 пФ, потребляемый ток 3 мА.

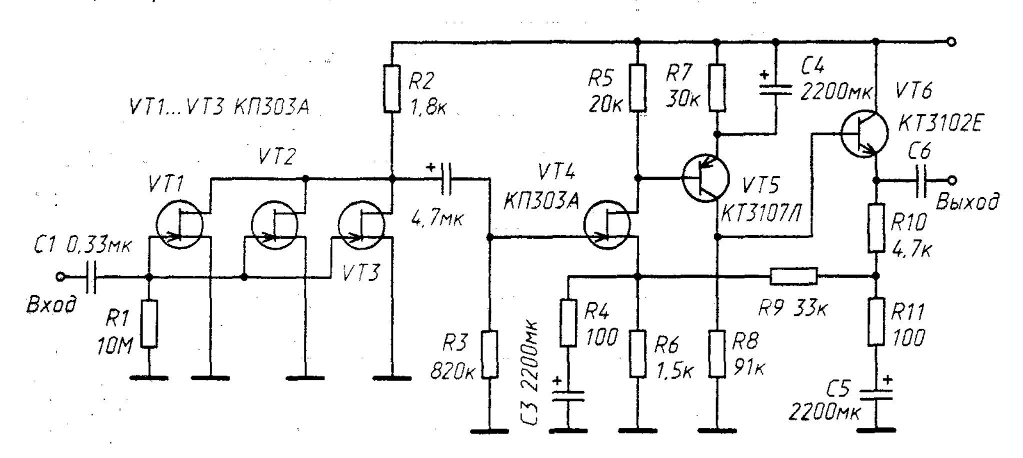


Рис. 6.20. МШУ, имеющий K_U = 10 000

На рис. 6.21 приведена схема предварительного усилителя, используемого в усилителе «Амфитон AJ-01-У-стерео». Предусилитель имеет высокое входное сопротивление и включен между тонкомпенсированным регулятором громкости и регулятором тембра.

Усилитель на ПТ (рис. 6.22) работает в широком диапазоне температур от −196 до +85 °С [6.3]. Режим по постоянному току устанавливается резисторами автосмещения *R3*, *R6* и *R8* таким образом, чтобы рабочая точка ПТ соответствовала минимальному температурному дрейфу тока стока. Полоса пропускания усилителя составляет 10...10^6 Гц. Уменьшение влияния емкости ПТ достигается нейтрализацией, осуществляемой за счет ООС, соединяющей исток и сток входного транзистора. В результате входная емкость находится в пределах 1...2 пФ. Эквивалентное шумовое сопротивление для температуры 77 *K* составляет 10 кОм, для температуры 293 *K* — 50 кОм. Входное сопротивление усилителя около 8 МОм, выходное — около 100 Ом.

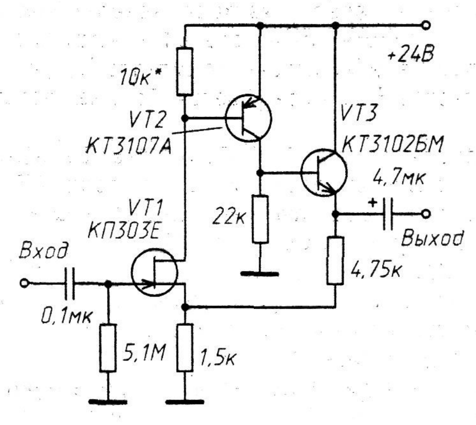


Рис. 6.21. Согласующий предусилитель

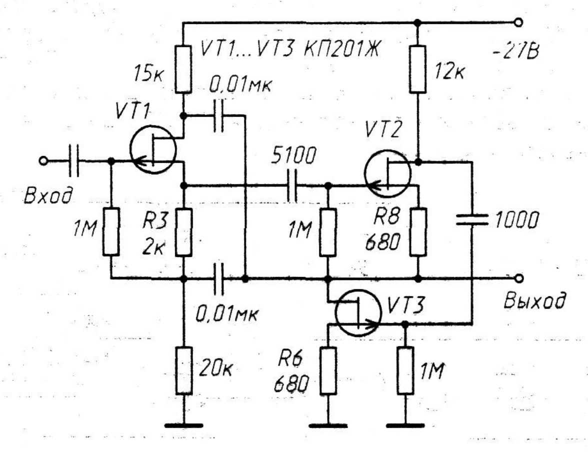


Рис. 6.22. Усилитель с нейтрализацией входной ёмкости

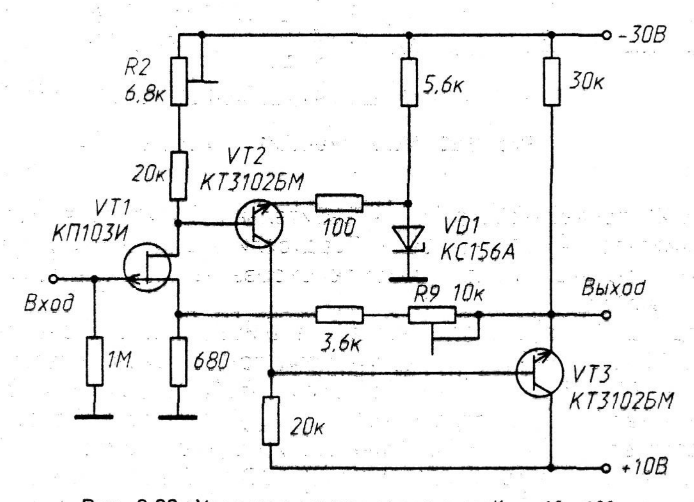


Рис. 6.23. Усилитель с регулируемым K_U = 10...100

Усилитель на рис. 6.23 имеет коэффициент усиления от 10 до 100 в зависимости от сопротивления резистора *R9* в цепи ООС [6.3]. Установка нулевого значения по-

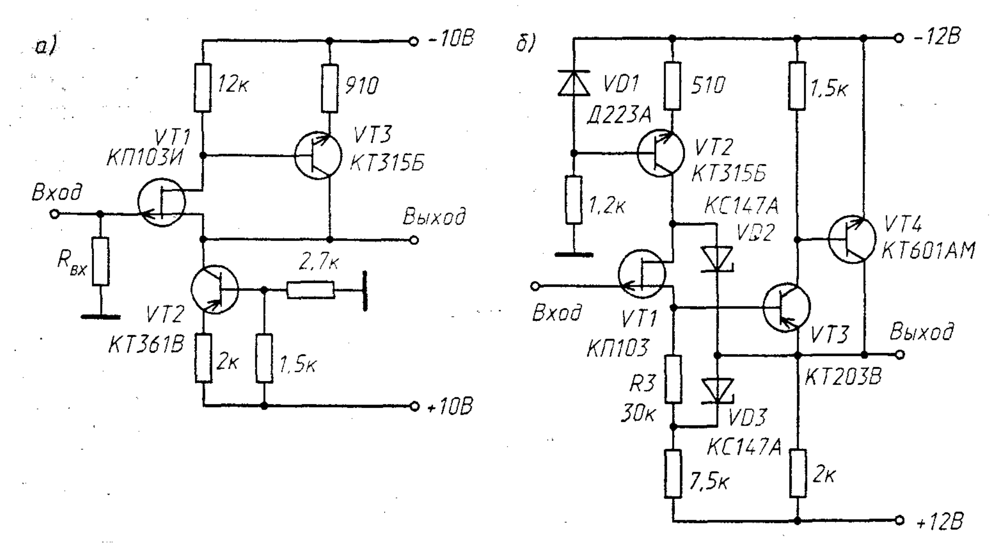


Рис. 6.24. Сложные повторители напряжения

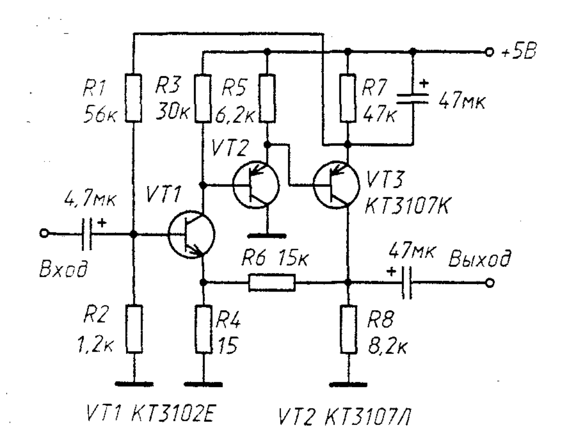


Рис. 6.25. Усилитель с двумя петлями общей ООС

стоянного напряжения на выходе осуществляется резистором *R2*. Диапазон изменения входного сигнала от –1 до + 1 В. Полоса пропускания усилителя 0...1 МГц. Выходное сопротивление равно 10 Ом, температурный дрейф нуля составляет 50 мкВ/°С.

На рис. 6.24 приведены схемы трехкаскадных повторителей напряжения.

В схеме рис. 6.24,*а* для температурной стабилизации в цепь истока входного ПТ включен ГСТ на транзисторе *VT2*. Ток стока ПТ соответствует его термостабильной точке; этот ток меняется в зависимости от входного сигнала. Выходное сопротивление каскада менее 10 Ом. Напряжение входного сигнала ±6 В, полоса пропускания 0...10^6 Гц, температурный дрейф нуля равен 100 мкВ/°С.

Повторитель сигналов рис. 6.24,*б* имеет входное сопротивление около 10^{10} Ом (без входного резистора в цепи затвора). Коэффициент передачи равен 0,998. Нагрузкой входного каскада является составной эмиттерный повторитель на транзисторах *VT3*, *VT4*; для стабилизации режима входного ПТ предназначен ГСТ на транзисторе *VT2*. Стабилитрон *VD3* фиксирует напряжение на резисторе *R3*, и, следовательно, ток стока транзистора *VT1*; этот ток выбирают на порядок меньше тока, протекающего через стабилитроны *VD2*, *VD3*. Входной сигнал не должен превышать 2 В.

На рис. 6.25 показана схема усилителя, охваченного двумя петлями общей ООС. Цепь ООС по постоянному напряжению на эмиттере транзистора *VT3* (резистор *R1*) стабилизирует режим по постоянному току всех каскадов. Вторая цепь (резисторы *R6*, *R4*) определяет коэффициент усиления по напряжению всего усилителя $K_U = 1 + \frac{R_6}{R_4}$ и практически не участвует в обеспечении стабильности режима транзистора *VT1*, поскольку падение напряжения на резисторе *R4* мало.

6.2.2. Усилители для низкоомных источников сигнала

Возникающие задачи получения малого коэффициента шума при работе с низкоомными источниками сигналов (R_i = 100...200 Ом) могут быть решены за счет параллельного включения транзисторов. В [6.7] была разработана схема малошумящего усилителя и исследовано влияние числа параллельно включенных транзисторов, сопротивления источника сигнала и рабочего тока на коэффициент шума усилителя, принципиальная схема которого приведена на рис. 6.26.

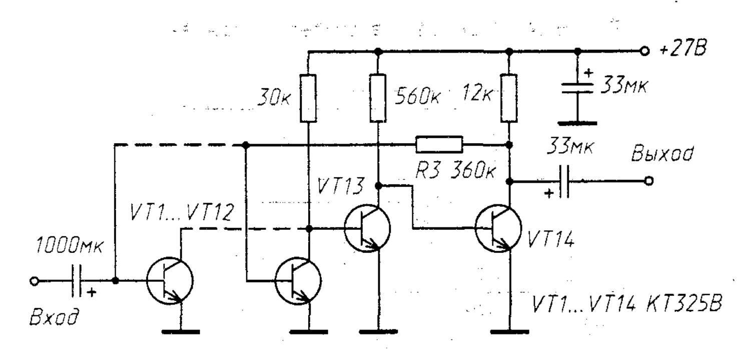


Рис. 6.26. МШУ с параллельным включением входных транзисторов для низкоомных источников сигнала

Усилитель состоит из трех каскадов с гальванической связью. ООС по напряжению через резистор *R3* обеспечивает стабильность параметров. Входной каскад выполнен на 12 транзисторах КТ325В (*VT1...VT12*), выбранных экспериментально по минимальному коэффициенту шума среди транзисторов типов КТ312, КТ3102, КТ382, КТ325 на частоте 1 кГц и статическому коэффициенту усиления по току $h_{21Э}$ = 300±30 при токе эмиттера $I_Э$ = 100 мкА. Для $I_Э$ = 30 мкА у тех же транзисторов $h_{21Э}$ = 200 ± 20. Обратные токи коллекторов — менее 0,1 мкА. Для уменьшения влияния шумов второго каскада на коэффициент шума усилителя транзистор *VT13* включен в режиме микротоков ($I_К$ = 30 мкА). Коэффициент усиления по напряжению около $2 \cdot 10^3$.

На рис. 6.27 приведена зависимость коэффициента шума при сопротивлении источника сигнала R_i = 100 Ом от числа транзисторов входного каскада в области средних (f = 1 кГц) и нижних (f = 100 Гц; действие фликкер-шума) частот.

Как видно из рис. 6.27, для R_i = 100 Ом оптимальное количество транзисторов во входном каскаде $n_{опт}$ = 8, однако при n = 12 усилитель может быть использован для источника сигнала с R_i < 100 Ом. В диапазоне низких частот (f_0 = 100 Гц), где проявляются фликкер-шумы, параллельное включение транзисторов также дает выигрыш при работе с низкоомным источником сигнала.

Зависимости коэффициента шума от частоты при сопротивлении источника сигнала $R_i \approx$ 240 Ом и $R_i \approx$ 100 Ом приведены на рис. 6.28. Для сравнения там же приведены зависимости коэффициента шума от частоты малошумящего пред-

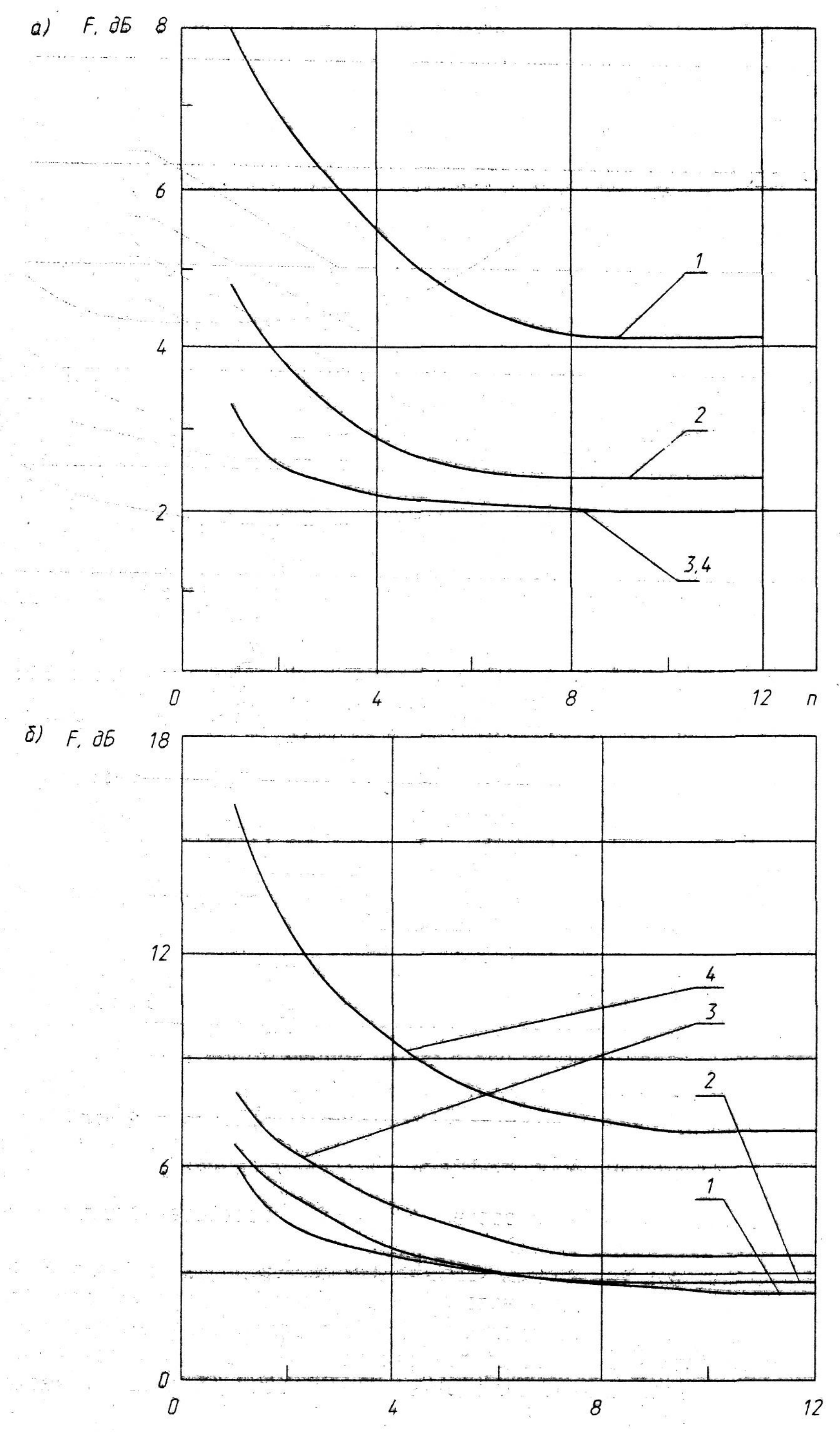


Рис. 6.27. Зависимости коэффициентов шума усилителя от числа транзисторов входного каскада и рабочего тока на средних частотах (*а*) и в области действия фликкер-шумов при сопротивлении источника сигнала R_i = 100 Ом (*б*):
1 — I_K = 0,03 мА; 2 — 0,1 мА; 3 — 0,5 мА; 4 — 0,8 мА

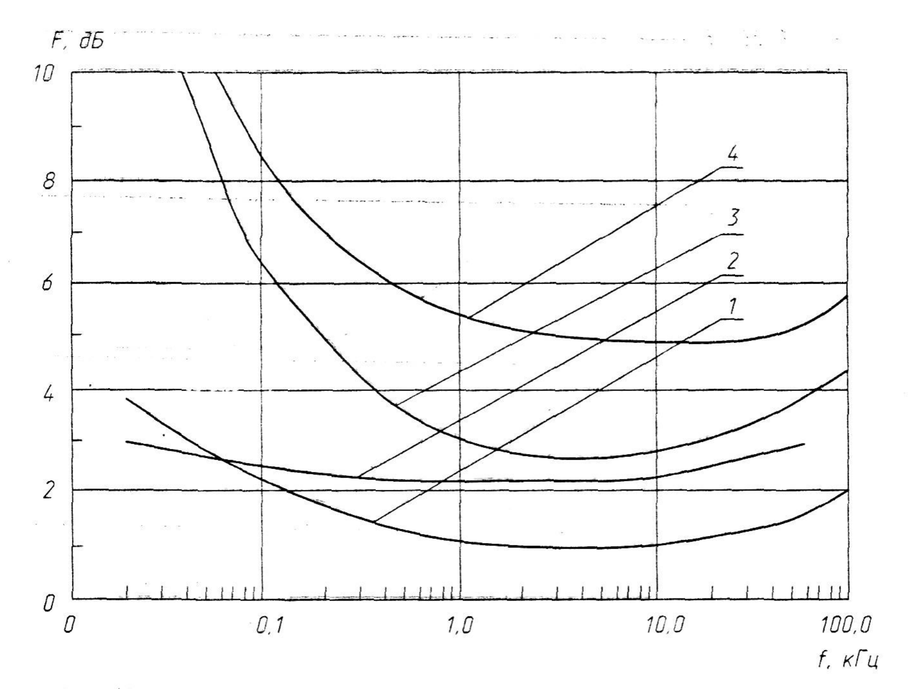


Рис. 6.28. Частотные зависимости коэффициентов шума усилителя на рис. 6.26 (1,2) и усилителя на микросхеме К538УН3Б (3,4).
1 — R_i = 240 Ом, $I_К$ = 0,8 мА; *2* — R_i = 100 Ом, $I_К$ = 0,8 мА; *3* — R_i = 240 Ом; *4* — R_i = 100 Ом

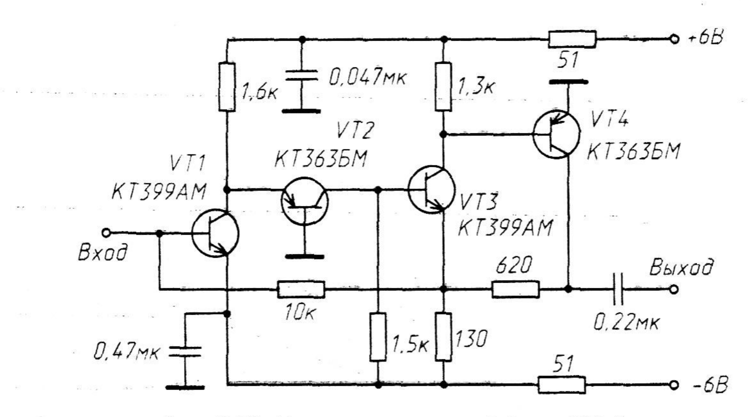


Рис. 6.29. Усилитель, имеющий $R_{вх}$ = 100 Ом

варительного усилителя на микросхеме К538УН3Б, разработанного для низкоомных источников сигнала (R_i = 500 Ом).

Из рис. 6.28 видно, что при сопротивлении источника сигнала R_i > 240 Ом коэффициент шума микросхемного усилителя в области средних частот примерно равен коэффициенту шума предусилителя с параллельным включением транзисторов. В области низких частот при работе с низкоомным источником сигнала (R_i ≈ 100 Ом) параллельное включение транзисторов во входном каскаде дает значительный выигрыш.

На рис. 6.29 приведена схема малошумящего усилителя, предназначенного для работы с низкоомным источником сигнала [6.8]. Входное сопротивление усилителя составляет 100 Ом, коэффициент усиления по напряжению около 150, потребляемая мощность 105 мВт.

Усилитель по схеме 6.30 [6.9] имеет входное сопротивление около 50 Ом, определяемое эмиттерным током входного транзистора I_1. Частотно-зависимая обратная связь (элементы *R6*, *C4*) позволяет изменять переходную характеристику усилителя.

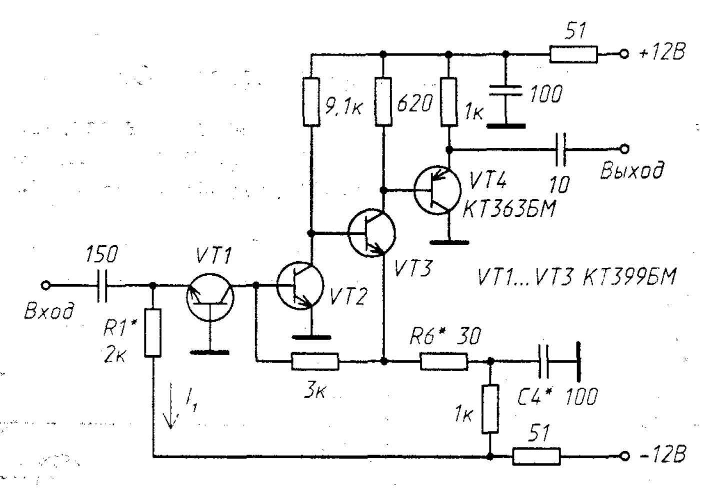


Рис. 6.30. Усилитель, имеющий $R_{вх} \approx 50$ Ом

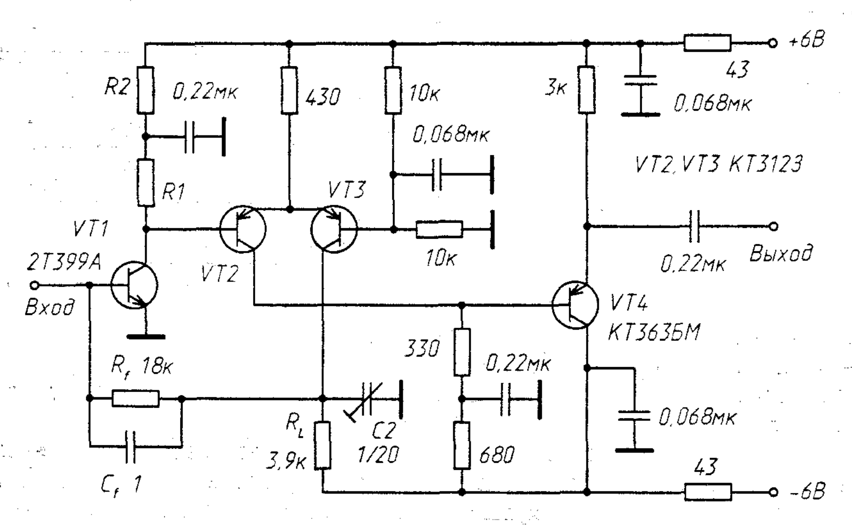


Рис. 6.31. Усилитель с низким входным сопротивлением $R_{вх}$ = 8...11,5 Ом

На рис. 6.31 приведена схема усилителя с низким входным сопротивлением ($R_{вх}$ = 8...11,5 Ом), получаемым за счет цепей обратной связи, охватывающей два каскада усиления [6.10]. Чтобы входное усиление было чисто резистивным, импедансы цепей обратной связи и нагрузки второго каскада (транзисторы *VT2*, *VT3*) должны удовлетворять соотношению $R_F C_F = R_L C_L$. Величина входного сопротивления может быть вычислена по формуле

$$R_{вх} = \frac{R_F + R_L}{\frac{I_э}{\varphi_T} K_I R_L}$$

где K_I — коэффициент усиления по току второго каскада.

Выходной повторитель на транзисторе *VT4* включен в коллекторную цепь транзистора *VT2*, так что в общую точку элементов R_LC_L и R_FC_F не вносится дополнительных паразитных емкостей. Сопротивления *R1* и *R2* задают ток первого каскада. При R_1 = 100 Ом, R_2 = 680 Ом I_1 = 3,3 мА; при R_1 = 51 Ом, R_2 = 200 Ом I_1 = 9,4 мА.

6.2.3. Улучшение характеристик ОУ

Для предварительных усилителей могут применяться интегральные микросхемы ОУ. Ниже рассмотрены способы коррекции некоторых эксплуатационных параметров ОУ (повышение нагрузочной способности, улучшение динамических параметров и др.).

Использование ОУ для построения усилителей мощности рассмотрено в главе 7. Дополнительную информацию о совершенствовании тех или иных параметров ОУ можно получить в [6.11—6.13].

При построении предварительных усилителей на микросхемах ОУ следует учитывать, что переходные НИ типа «ступенька» в выходных двухтактных каскадах ОУ, работающих в режиме В или АВ (рис. 6.32), значительно возрастают при увеличении частоты усиливаемого сигнала до 10...20 кГц и особенно сильно проявляются при работе ОУ на низкоомную нагрузку. На рис.6.33 показана зависимость коэффициента гармоник ОУ типа КР140УД7 с коэффициентом усиления 10 в инвертирующем включении на нагрузке 300 Ом от выходного напряжения (кривые 1, 2).

Рис. 6.32. Типовой выходной каскад ОУ

Измерения в [6.14] показали, что коэффициент гармоник ОУ типа К574УД1А при снижении сопротивления нагрузки от 100 до 10 кОм возрастал до 0,1%.

Снизить НИ можно при помощи дополнительных каскадов на выходе. Один из способов — использование ГСТ (рис. 6.34), выходной ток которого выбирают в 2...3 раза меньшим максимально допустимого тока ОУ (для ОУ 140УД7 $I_{вых\ max}$ = 16 мА).

Кроме снижения НИ (кривые 3, 4 на рис. 6.33), здесь расширяется частотный диапазон и запас устойчивости по фазе, так как интегральный транзистор ОУ *VT2* структуры p-n-p, обладающий худшими частотными свойствами по ставнению с БТ структуры n-p-n, практически не участвует в передаче сигнала.

Другой способ заключается в переводе выходного каскада из режима АВ в режим А за счет эмиттерного повторителя, нагруженного на источник тока (рис. 6.35).

Выходной каскад ОУ КР574УД1 работает в режиме АВ с током покоя 1 мА, однако именно он вносит наибольшие НИ. Введение эмиттерного повторителя (БТ *VT1*) переводит выходной каскад в режим А с тем же током и значительно снижает НИ. Основные параметры усилителя: отношение сигнал/шум не менее 80 дБ; диапазон частот 20...5·10^5 Гц при неравномерности АЧХ менее 3 дБ, амплитуде выходного сигнала 5 В, сопротивлении и емкости нагрузки 10 кОм и 45 пФ сответственно; коэффициент гармоник не более 0,005%.

Еще один способ — применение так называемого параллельного усилителя, представляющего собой двухтактный двухкаскадный эмиттерный повторитель (рис. 6.36) [6.14].

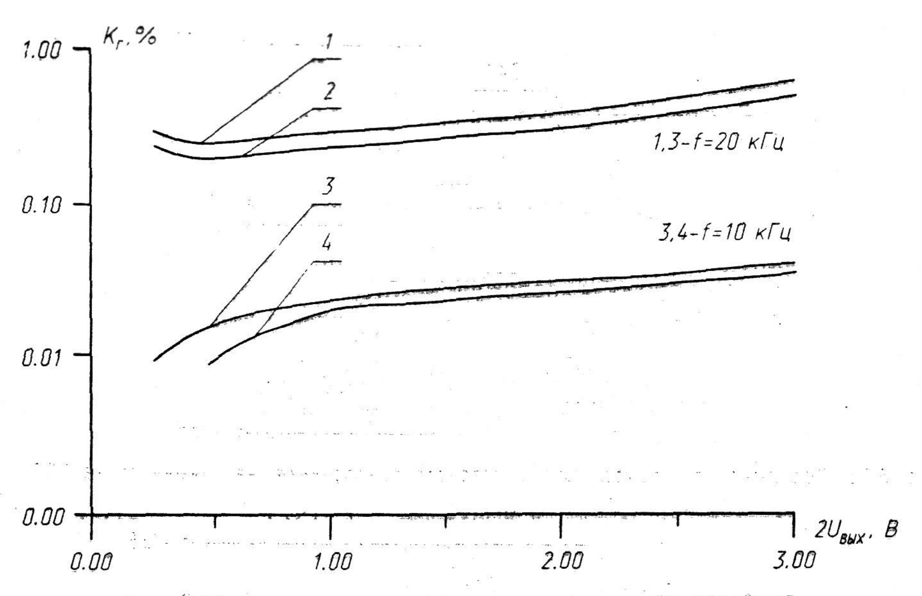


Рис. 6.33. Зависимости коэффициента гармоник ОУ КР140УД7

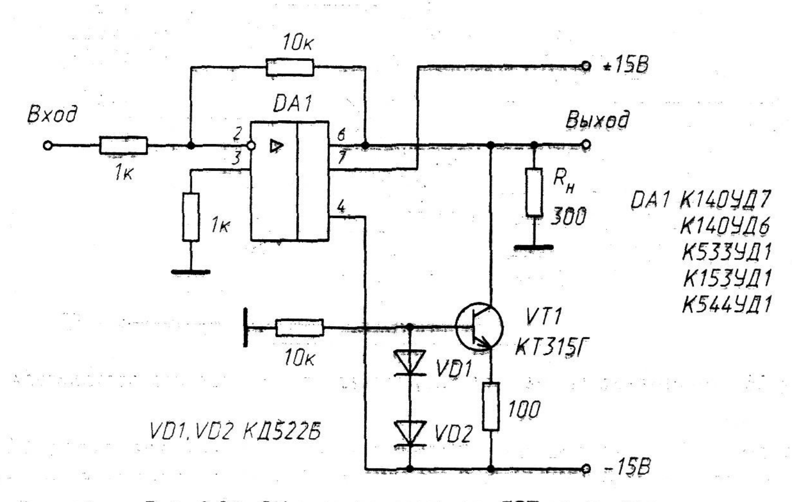


Рис. 6.34. ОУ с дополнительным ГСТ на выходе

В таком каскаде переходные нелинейные искажения типа «ступенька» практически отсутствуют. Максимальное выходное напряжение усилителя определяется соответствующей характеристикой ОУ, коэффициент гармоник не превышает 0,03% в звуковом диапазоне частот при $R_н$ = 500 Ом.

Важным параметром ОУ является время установления $t_{уст}$, которое оказывается разным в зависимости от способа коррекции (внешняя или внутренняя). Минимум времени достигается в ОУ с внешней коррекцией. Так, для ОУ с близкими параметрами 153УД2 и 140УД7, но отличающимися способами коррекции, $t_{уст}$ в первом ОУ при прочих равных условиях на порядок меньше, чем во втором [6.11].

На рис. 6.37—6.39 приведены схемы усилителей с использованием параллельного ВЧ канала усиления, увеличивающего скорость нарастания выходного напряжения.

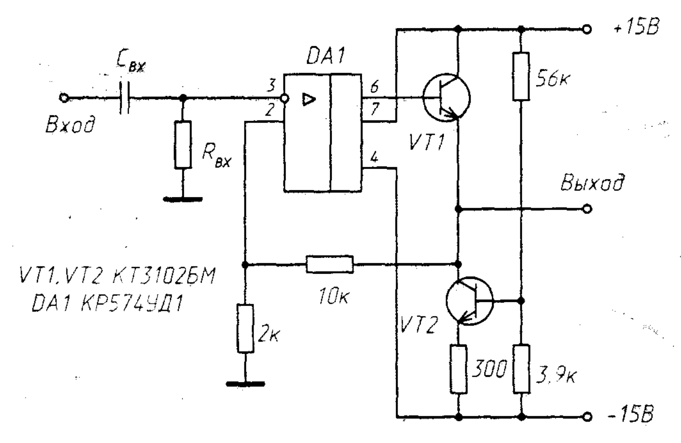


Рис. 6.35. Подключение к выходу ОУ эмиттерного повторителя, нагруженного на ГСТ

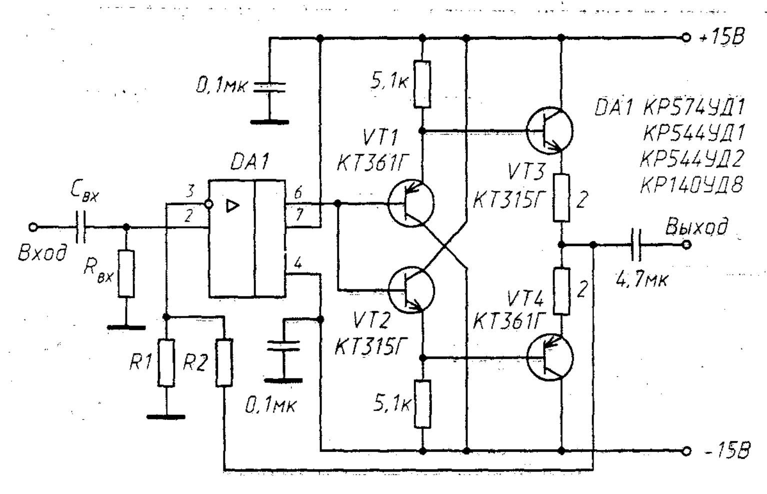


Рис. 6.36. Применение двухтактного двухкаскадного эмиттерного повторителя

В схеме рис. 6.37 коэффициент усиления выходного каскада около 10 из-за шунтирующего действия выходных транзисторов *VT4*, *VT5* со сравнительно низким входным сопротивлением (около 2 кОм); резистор *R13* стабилизирует этот коэффициент, поскольку существует разброс сопротивлений коллекторов транзисторов *VT2*, *VT3*. Резистор *R6* обеспечивает работу выходного каскада ОУ с минимальными искажениями выходного напряжения.

На высоких частотах характеристики усилителя определяются параллельным каналом, образованным транзистором *VT1*, конденсаторами *C1*, *C4*, *C5* и выходным каскадом. ВЧ входной сигнал поступает непосредственно на выходной каскад помимо ОУ. Частота единичного усиления $f_т$ ограничена паразитными емкостями коллекторно-базовых переходов транзисторов *VT2*, *VT3* и сопротивлением резистора *R5* в соответствии с выражением $f_т = \frac{1}{2\pi R_5(C_{к2} + C_{к3})}$ и достигает 15 МГц при $C_{к2} = C_{к3} = 5$ пФ. Скорость нарастания выходного напряжения определяется эмиттерным током транзистора *VT1*: $V_u = \frac{I_{э1}}{C_{к2} + C_{к3}}$.

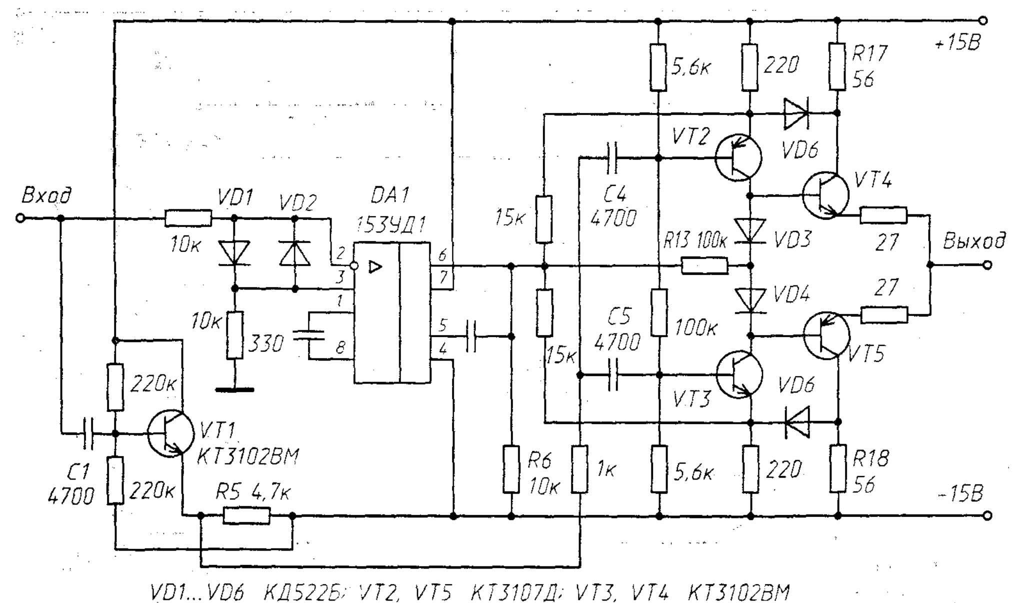


Рис. 6.37. Усилитель с параллельным ВЧ каналом

Постоянство напряжений на базах транзисторов *VT2*, *VT3* используется для построения цепей защиты выхода от короткого замыкания с помощью резисторов *R17*, *R18* и диодов *VD5*, *VD6*.

Параметры усилителя следующие: время установления с точностью 0,01% не превышает 3 мкс, полоса пропускания полной мощности $f_{\text{ма}}$ = 5 МГц, скорость нарастания выходного напряжения V_U = 300 В/мкс, коэффициент усиления напряжения $K_U = 10^5$.

В схеме рис. 6.38 параллельный канал образуют пара ПТ *VT1*, *VT2*, БТ *VT3* и дополнительный выходной каскад, управляемый изменениями тока в цепях питания ОУ.

На ВЧ усиление ОУ падает, а коэффициент передачи по цепи параллельного канала увеличивается, в результате чего выходной каскад управляется ДК на ПТ. Благодаря использованию на выходе ДК эмиттерного повторителя на транзисторе *VT4* обеспечивается большой ток заряда паразитных емкостей, приведенных к базам транзисторов *VT5*, *VT6*, и устраняется влияние этих транзисторов на быстродействие схемы. Величины f_T и V_U определяются в основном емкостью конденсатора *C1*:

$$f_T = \frac{1}{4\pi C_1\left(R_1 + \frac{1}{S_p}\right)}; \quad V_U = \frac{I_C}{C_1},$$

где S_p — крутизна ПТ, А/В;

I_C — ток стоков *VT1* и *VT3*, А.

Резистор *R1* ограничивает выходной ток при большом дифференциальном входном сигнале, задает скорость спада АЧХ на НЧ и определяет коэффициент усиления $K_{U\,\text{вых}}$ выходного каскада. Для приведенных на схеме номиналов элементов $K_{U\,\text{вых}} \approx 100$.

На рис. 6.39 приведена схема еще одного усилителя с параллельным каналом [6.15].

+15В
2,2к
VT4
КТ315Г
5,6к
220
4700
VT5
С1 2
VT7
Вход инв
Вход
неинв
VT1
VT3
2
3
6
7
4
R6
560
DA1
КР140УД708
VD1
VD3
22
Выход
100к
R1
1к
R4
1к
10к
VD2
VD4
22
VT9
КТ315Г
4700
VT8
VT6
2,2к
VD5
КС133А
5,6к
220
-15В

VT5 КТ361Г
VT6 КТ315Г
VT7 КТ3102БМ
VT8 КТ3107Б
VD1...VD4 КД522Б
VT1,VT3 КПС104Д

Рис. 6.38. Усилитель с параллельным ВЧ каналом и выходным каскадом, управляемым по цепям питания ОУ

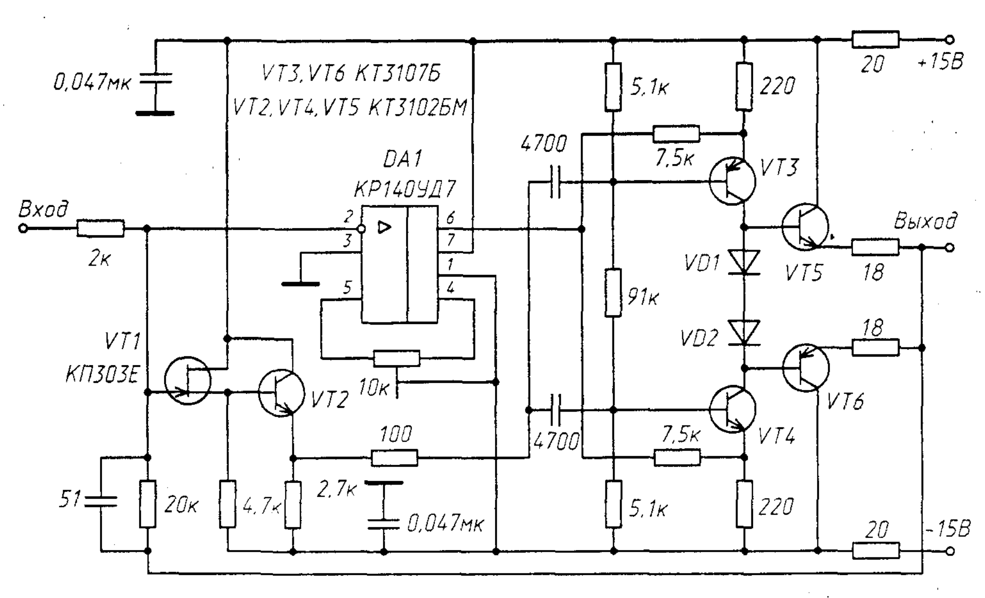


Рис. 6.39. Измерительный усилитель

Высокочастотная часть спектра с выхода повторителя напряжения на транзисторах *VT1*, *VT2* подается на базы транзисторов *VT3*, *VT4*, низкочастотная — в эмиттерные цепи этих же транзисторов. Тем самым обеспечивается хорошая

развязка каналов и высокий коэффициент усиления. Применение в высокочастотном канале сложного повторителя обеспечивает малые величины коэффициента передачи в обратном направлении, выходного сопротивления $R_{вых}$, коэффициента шума и фазового сдвига на частоте единичного усиления, равной 25 МГц.

Амплитуда выходного импульса 10 В на нагрузке 500 Ом, скорость нарастания выходного напряжения 40 В/мкс, температурная нестабильность коэффициента усиления не более 0,05%/°С. Статические параметры определяются параметрами используемого ОУ. Коэффициент усиления с разомкнутой общей ООС в полосе 0...100 Гц превышает 10^6.

6.3. Усилители с линейной АЧХ в полосе звуковых частот

6.3.1. Микрофонные усилители

Микрофонные усилители в зависимости от сопротивления источника сигнала могут выполняться на БТ и ПТ. Для низкоомных микрофонов, импеданс которых находится в пределах от 200 Ом до 2 кОм, входные каскады строятся на БТ, а входные каскады усилителей для конденсаторных микрофонов — на ПТ (схемы на рис. 6.6 и 6.10 соответственно).

На рис. 6.40 показана переработанная схема микрофонного усилителя, описанного в [6.16]. В этой схеме удачно сочетаются усилительные возможности интегрального ОУ и хорошие шумовые характеристики дискретного БТ.

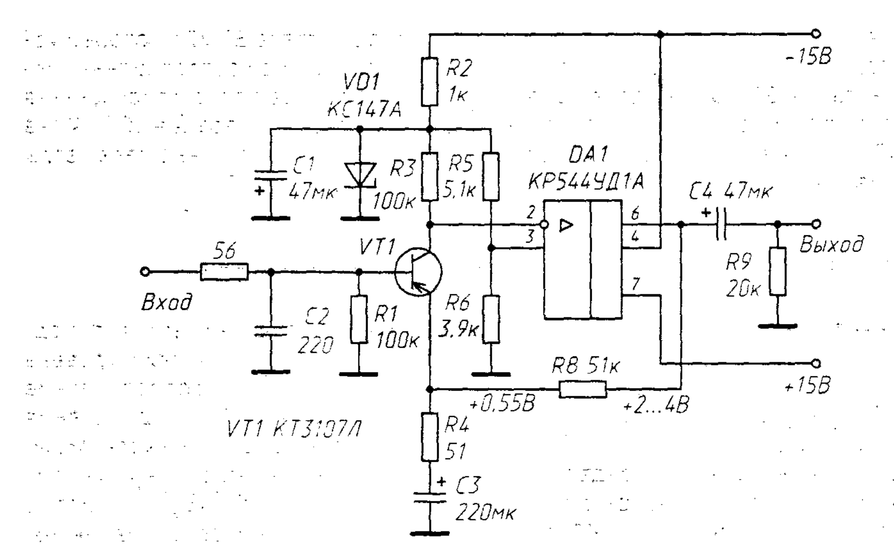


Рис. 6.40. Микрофонный усилитель

В этом усилителе режим работы транзистора *VT1* жестко стабилизирован глубокой ООС с выхода ОУ в цепь эмиттера и не зависит от параметров БТ. Благодаря действию ООС напряжение на коллекторе равно напряжению на неинвертирующем входе ОУ, задаваемого делителем *R5*, *R6*, так что $U_К = U_Д$. Ток коллектора также стабилизирован и определяется единственным резистором *R3*: $I_К = \frac{U_{ст} - U_К}{R_3}$, где $U_{ст}$ — напряжение стабилизации стабилитрона *VD1*, В. Для нормальной поляриза-

ции конденсатора *C4* необходимо, чтобы $0{,}4R_3 < R_8 < 2R_3$. ОУ должен иметь малый входной ток (типа КР140УД608, КР140УД8, К140УД14, КР544УД2 и т. п.). Благодаря большой глубине ООС коэффициент гармоник не превышает сотых долей процента.

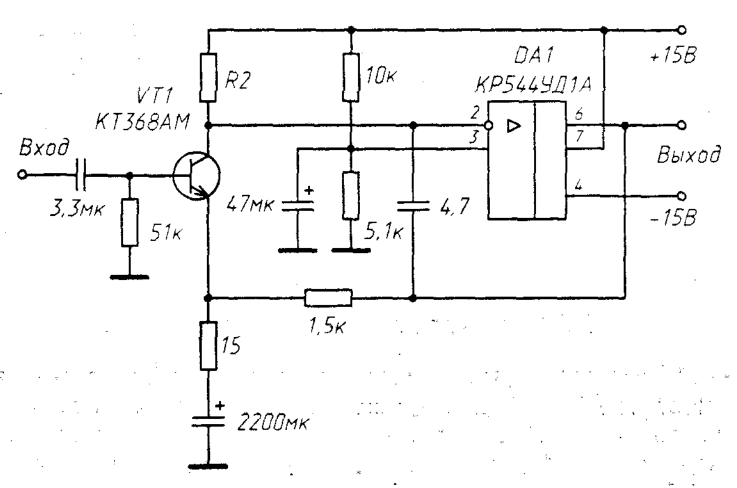


Рис. 6.41. Усилитель для исследования шумовых свойств транзисторов

На рис. 6.41 показана схема, предложенная в [6.17] для исследования шумовых свойств p-n переходов, которая может быть использована в качестве микрофонного усилителя.

Шумовые параметры этого усилителя зависят от тока эмиттера БТ *VT1*, который изменяется резистором *R2*. Коэффициент шума в худшем случае (при сопротивлении источника сигнала R_i = 200 Ом) не превышает 1,2. Верхняя граница полосы пропускания также зависит от эмиттерного тока первого каскада. При токе эмиттера $I_э$ = 10 мкА она равна 100 кГц, при $I_э$ = 1 мА она возрастает до 450 кГц. Улучшить частотные параметры можно, применив более быстродействующий ОУ, например КР574УД1.

6.3.2. Вынесенные предварительные усилители

Вынесенные предварительные усилители магнитного звукоснимателя с подвижной катушкой должны иметь малое входное сопротивление и низкий уровень шума, поскольку источник сигнала имеет очень низкое внутреннее сопротивление (R_i = 2...5 Ом), а уровень сигнала — в пределах 10...15 мкВ. Для подключения такого звукоснимателя к обычному УК ($R_{вх}$ = 47 кОм, чувствительность входа около 5 мВ) необходим вынесенный предварительный усилитель с коэффициентом усиления K_U = 10...60 и спектральной плотностью шума $e_ш \leq 0{,}5 \cdot 10^{-9}$ В / $\sqrt{\text{Гц}}$. Этому требованию могут удовлетворить БТ с очень малым объемным сопротивлением базы $r_Б$ (см. табл. 2.2), работающие с большим коллекторным током и малым сопротивлением в цепи эмиттера.

Поскольку уровень сигнала от звукоснимателей с подвижной катушкой небольшой, то НИ входных каскадов также будут невелики и даже для относительно простых усилителей с неглубокими ООС они не превысят 0,1%.

На рис. 6.42 приведена схема двухтактного усилителя, примененная в предусилителе СС-3000 фирмы «Fisher» [6.18]. Коэффициент усиления этого усилителя зависит от выходного сопротивления источника сигнала R_i: $K_U = \dfrac{R_2}{(R_1 + R_i) \| R_3}$. Цепь *R1C1* предназначена для уменьшения влияния внешних ВЧ электромагнитных помех.

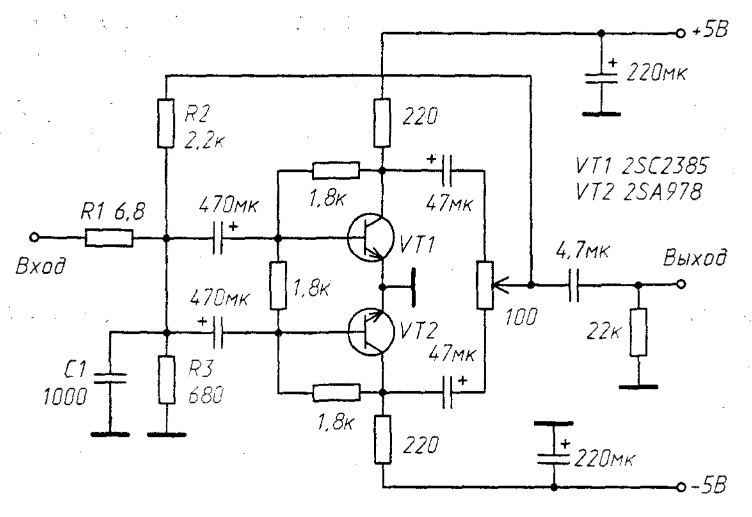


Рис. 6.42. Вынесенный предусилитель СС-3000 фирмы «Fisher»

Шумовые параметры схемы рис. 6.42 улучшаются при замене *VT1* и *VT2* параллельным включением четырех транзисторов соответствующей проводимости с небольшими эмиттерными сопротивлениями для выравнивания протекающих токов (на рис. 6.43 показан вариант замены *VT1*). Для двухтактной схемы получается 8 БТ, соединенных параллельно по переменному току.

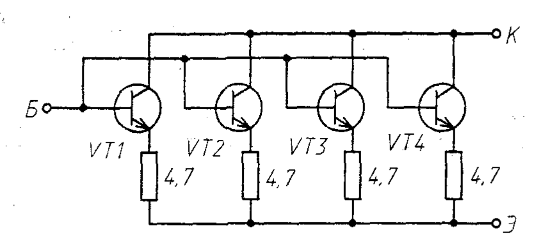


Рис. 6.43. Параллельное включение БТ

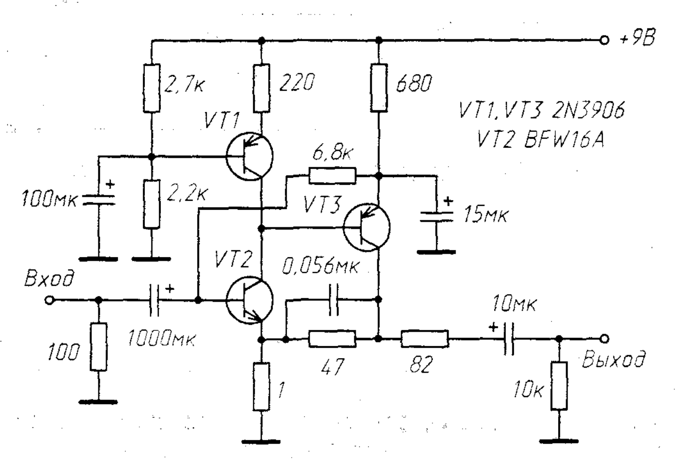


Рис. 6.44. Предусилитель с применением активной нагрузки

Для снижения НИ глубину ООС можно увеличить, применив схему с большим усилением при разомкнутой петле ООС за счет использования активной нагрузки в двухкаскадном усилителе (рис. 6.44) [6.1].

Ток коллекторов транзисторов *VT1*, *VT2* приблизительно 20 мА, во втором каскаде — 10 мА. При применении транзистора *VT2* с $r_Б = 1$ Ом отношение сигнал/шум может достигать 71 дБ для $e_Ш \leq 0{,}35 \cdot 10^{-9}$ В / $\sqrt{Гц}$.

6.3.3. Согласующие усилители

Согласующие (нормирующие, промежуточные) усилители чаще всего имеют небольшой (от 4 до 20) коэффициент усиления по напряжению. Входное сопротивление таких усилителей, как правило, достаточно велико (100...1000 кОм), выходное должно быть достаточно малым (менее 1 кОм).

Важным параметром согласующих усилителей является перегрузочная способность — отношение максимального неискаженного напряжения к номинальному, что зачастую предполагает хорошее использование напряжения питания.

На рис. 6.45 приведена схема симметричного трехкаскадного усилителя [6.19], за основу которого взята схема усилителя AU-X1 «Sunsui».

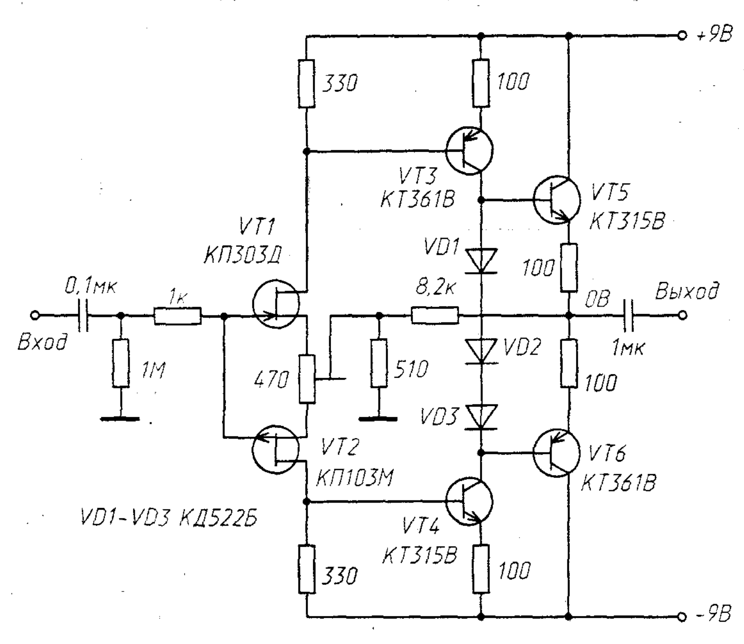


Рис. 6.45. Согласующий усилитель с ПТ на входе

Глубина ООС составляет 30 дБ, сопротивление нагрузки — не менее 5 кОм, коэффициент гармоник менее 0,05% при $U_{вых} = 1$ В. Недостатком усилителя является предварительный отбор ПТ по начальному току стока в пределах 5,5...6,5 мА.

Более высокую перегрузочную способность имеет усилитель рис. 6.46, за основу которого использована схема [6.20].

Усилитель имеет следующие основные характеристики: максимальная амплитуда выходного напряжения не менее 16 В; коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...20·10³ Гц при выходном напряжении 0,8 В не превышает 0,01%; отно-

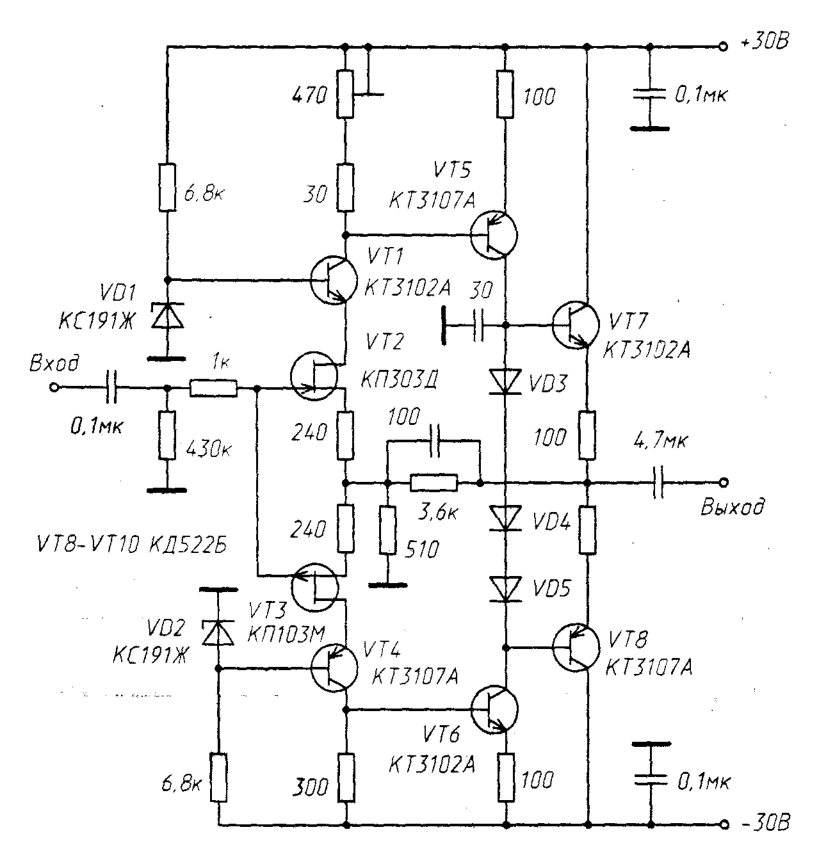


Рис. 6.46. Согласующий усилитель с каскодными схемами ОИ-ОБ на входе

шение сигнал/шум не менее 80 дБ; выходное сопротивление 50 Ом; диапазон усиливаемых частот 10...4·10^5 Гц по уровню –3 дБ.

Использование повышенного напряжения питания стало возможным благодаря применению каскодной схемы ОИ-ОБ. Недостаток усилителя, как и в предыдущем случае — необходимость отбора ПТ. Для повышения надежности усилителя транзисторы *VT5...VT8* должны иметь максимально допустимое $U_{КЭдоп}$ > 60 В (КТ3102А лучше заменить на КТ3117А, КТ315И; КТ3107А — на КТ3108А, КТ361К).

Нормирующий усилитель можно построить по двухтактной схеме на БТ по схеме ОЭ-ОЭ (рис. 6.47). Разброс характеристик транзисторов компенсируется разностью коллекторных токов транзисторов первого каскада, устанавливаемой при помощи резистора *R5*.

Усилитель имеет следующие основные параметры: максимальное выходное напряжение не менее 12 В; коэффициент гармоник в диапазоне частот 20...2·10^4 Гц при выходном напряжении 1 В не более 0,005%; выходное сопротивление 330 Ом; диапазон усиливаемых частот 10...5·10^5 Гц по уровню –3 дБ.

Уменьшить выходное сопротивление усилителя до 10 Ом можно за счет третьего каскада — эмиттерного повторителя (рис. 6.48); при этом при неизменных НИ диапазон усиливаемых частот расширяется до 10...6·10^5 Гц.

В усилителе СС-3000 фирмы «Fisher» (рис. 6.49) [6.18] на входе применен ДК на сборке ПТ. С целью повышения коэффициента усиления в этом каскаде применена активная нагрузка в виде «токового зеркала». У второго каскада (транзистор *VT4*) также активная нагрузка (ГСТ на транзисторе *VT5*). Коэффициент гармоник усилителя менее 0,005%.

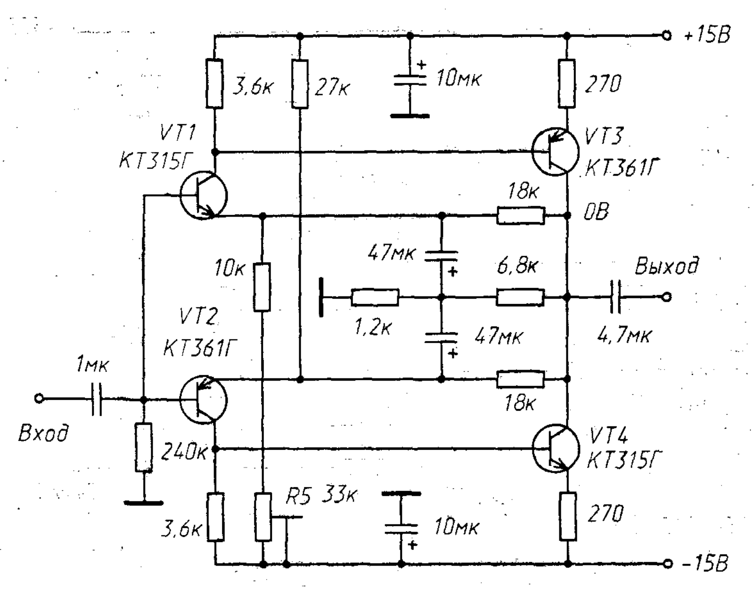


Рис. 6.47. Нормирующий усилитель по двухтактной схеме ОЭ-ОЭ

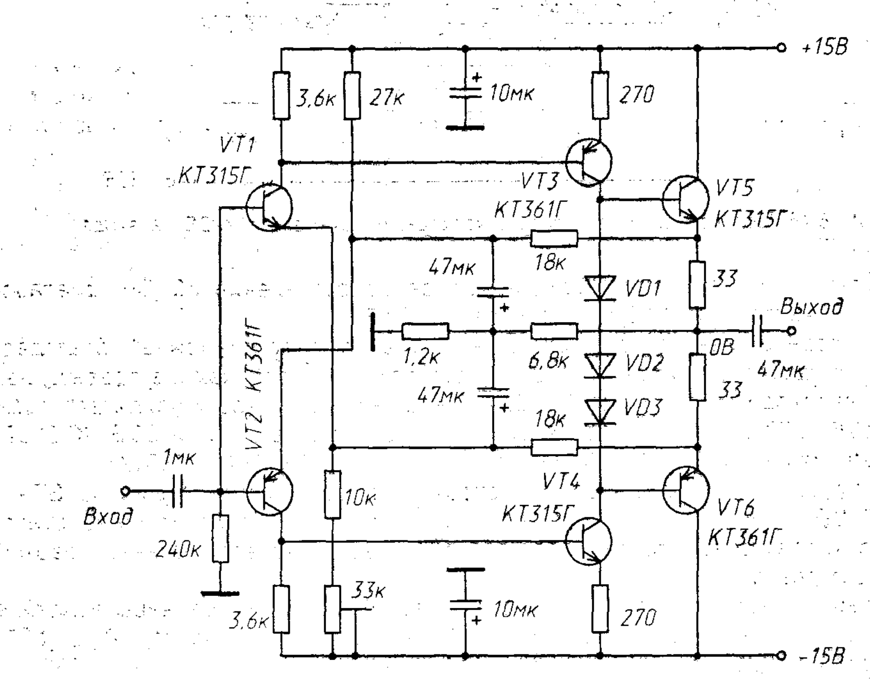


Рис. 6.48. Модификация схемы на рис. 6.47 выходным двухтактным эмиттерным повторителем

6.4. Усилители-корректоры АЧХ

УК формируют частотную характеристику канала звукопередачи по заданному закону и одновременно усиливают сигнал. Вид АЧХ усилителей-корректоров определяется назначением последних. Для аппаратуры магнитной записи, в УК грамзаписи параметры АЧХ стандартизированы.

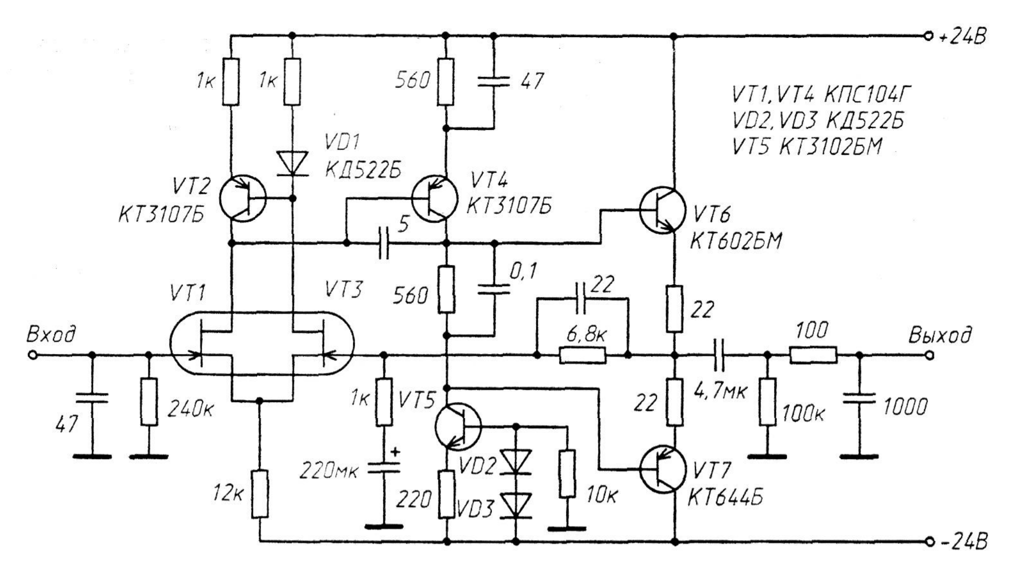


Рис. 6.49. Промежуточный усилитель СС-3000 фирмы «Fisher»

6.4.1. Усилители воспроизведения

УВ определяет нижнюю границу ДД при использовании аппаратуры магнитной записи. Основная задача — получение наибольшего отношения сигнал/шум на выходе УВ, шум которого должен быть заведомо меньше шумов магнитной ленты и быть соизмеримым (в худшем случае) с шумом ГВ. Для этого необходимо оптимизировать ток коллектора БТ первого каскада с учетом частотной зависимости сопротивления источника сигнала — ГВ, требуемой АЧХ и характеристики взвешивающего фильтра (МЭК-А, МЭК-В, МЭК-С), учитывающего чувствительность слуха к спектральным составляющим шума, а также действием фликкер-шума на низких частотах. Такая работа проделана в [2.8, 2.15, 2.25, 2.26], где получены формулы для оптимального тока коллектора и имеются программы вычислений на языке BASIC. Следует заметить, что один из наиболее «весомых» шумовых параметров БТ — коэффициент усиления по току $h_{21э}$ имеет разброс 2,5...5 раз; частота $f_ф$, ниже которой наблюдается рост шумов, вообще не нормируется.

Оптимальные значения $I_К$ для различных параметров ($L_г$, $R_г$) ГВ следующие: $I_{опт}$ = 5 мкА ($L_г$ = 0,5 Гн, $R_г$ = 2 кОм); $I_{опт}$ = 35 мкА ($L_г$ = 0,1 Гн, $R_г$ = 400 Ом). В обоих случаях БТ имеет $h_{21э}$ = 200, $r_Б$ = 300...500 Ом.

Основные рекомендации при построении УВ

1. Входной каскад УВ по дифференциальной схеме строить нецелесообразно, так как напряжение шума ДК по крайней мере на 3 дБ превышает напряжение шума на одиночном транзисторе.

2. Схема с ОЭ без ООС непригодна для входного каскада УВ из-за недопустимо больших НИ.

3. Использование во входном каскаде общей последовательной ООС (с выхода УВ) по напряжению дает меньшие НИ и шумы по сравнению с местной ООС.

4. Оптимальный ток коллектора БТ в схеме ОЭ при больших $L_г$ = 0,3...0,5 Гн получается весьма малым (5...25 мкА), при этом усиление БТ уменьшается, частотные свойства ухудшаются.

5. У УВ с БТ входная емкость образует резонанс с индуктивностью головки, которая при величине $L_г$ = 0,3...0,5 Гн может попасть в диапазон звуковых частот.

6. ПТ в схеме с ОИ имеют малый уровень НИ даже без ООС.

7. Для ГВ с индуктивностью $L_г \geq$ 0,15...0,2 Гн на входе УВ предпочтительны ПТ с p-n переходом и n-каналом (типа КП303, КП307, КП329 и т. п.).

Практические схемы

Для УВ могут использоваться двухкаскадные схемы на БТ одинаковой (рис. 6.50) или разной проводимости.

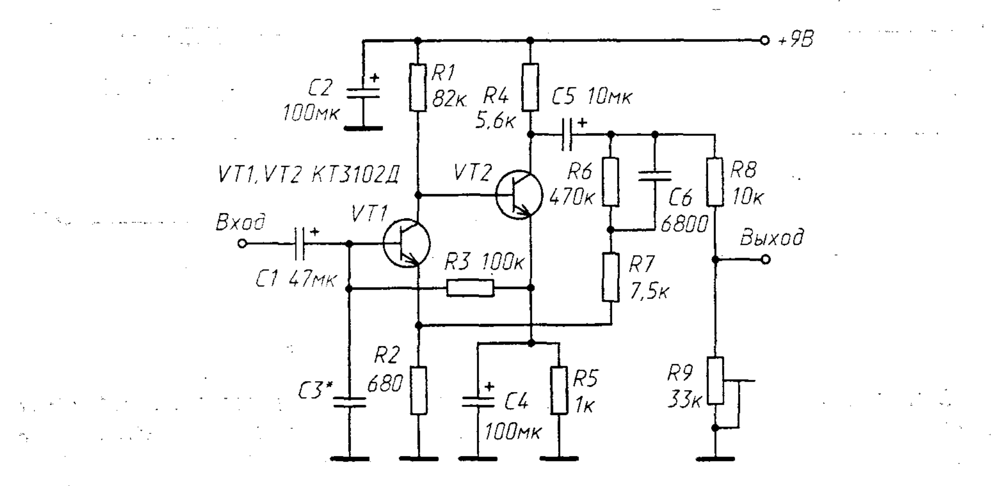


Рис. 6.50. Двухкаскадный УВ по схеме ОЭ-ОЭ на транзисторах одинаковой проводимости

Ток коллектора БТ первого каскада 100 мкА, второго — 0,6 мА. Элементы *R6R7C6* — цепь частотной коррекции, *R6C6* = 3180 мкс, *R7C6* = 50 мкс — постоянные времени для скорости 19,05 см/с катушечного магнитофона. Емкость конденсатора *C3* выбирается в зависимости от индуктивности ГВ для получения резонанса на частоте 20...22 кГц.

Коэффициент усиления на частоте 1 кГц около 35. Для получения на линейном выходе сигнала не менее 250 мВ требуется дополнительный усилитель с коэффициентом усиления примерно 65.

На рис. 6.51 показана схема УВ магнитофона «Электроника ТА1-003» с эмиттерным повторителем на выходе (без цепей коррекции АЧХ).

Первые два каскада с ОЭ работают в микротоковом режиме. Применение диода *VD1* позволило поднять потенциал коллектора транзистора *VT1* и увеличить коэффициент усиления первого каскада. Динамическое сопротивление диода мало, поэтому его не требуется блокировать электролитическим конденсатором, как в случае с резистором в эмиттерной цепи.

В усилителе рис. 6.52 выполнены все рекомендации по проектированию МШУ: двуполярное питание, непосредственное подключение ГВ к входу, ток эмиттера $I_{К1}$ = 50 мкА (за основу взята схема УВ магнитофона *TC-K75* фирмы «Sony» [6.21]). АЧХ формируется цепью *R3R6C3* с постоянной времени *R6C3* = 3180 мкс и *R3C3* = 50 мкс.

Особенность УВ — применение динамической нагрузки во втором каскаде, увеличивающей коэффициент усиления всего усилителя без ООС, что стабилизирует АЧХ в области нижних частот и снижает НИ. УВ на рис. 6.52 использовался с ГВ, имеющей $L_г$ = 0,4 Гн и $R_г$ = 320 Ом. Входная емкость УВ вместе с индуктивностью $L_г$ создавала резонанс на частоте 22...23 кГц.

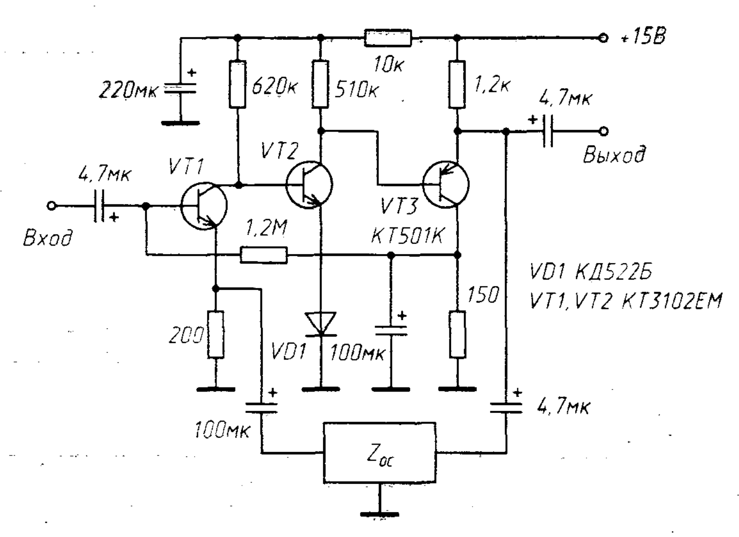


Рис. 6.51. УВ по схеме ОЭ-ОЭ-ОК

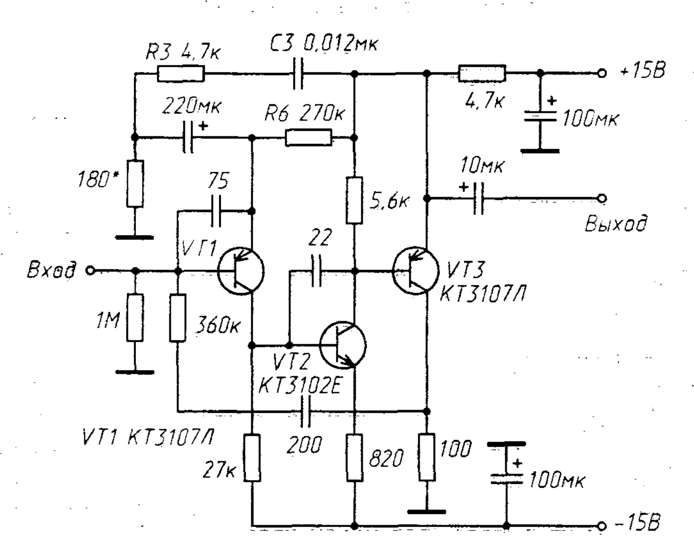


Рис. 6.52. УВ с динамической нагрузкой

Высокий коэффициент усиления с разомкнутой цепью ООС в двухкаскадном УВ (рис. 6.53) получен благодаря применению ГСТ в качестве нагрузки БТ второго каскада (транзисторы *VT3* и *VT2* соответственно). За основу был применен УВ магнитофона N-670*Z*X фирмы «Nakamichi» [6.21]. АЧХ УВ формируется цепями (*R7* + *R9*)*C6* = 120 мкс, *R7C4* = 70 мкс, *R5C4* = 4050 мкс. Постоянные времени немного не соответствуют стандарту, что, впрочем, допустимо в небольших пределах. На выходе УВ включен фильтр-пробка *L1C9C10* на частоту тока подмагничивания, что необходимо в магнитофонах со сквозным каналом.

В УВ магнитофона AD-F80 фирмы «AIWA» (рис. 6.54) второй каскад выполнен на ПТ. Это практически исключает шунтирование нагрузки первого каскада, работающего в режиме микротоков, и повышает его коэффициент усиления. АЧХ УВ при работе с лентами Fe_2O_3 определяется цепью ООС *R13R14R15C8*:

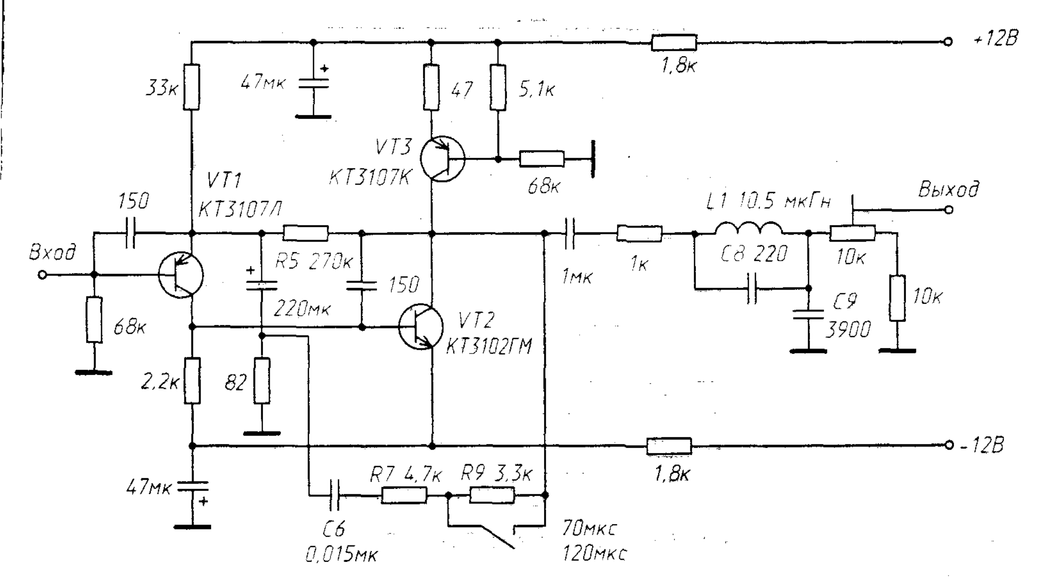


Рис. 6.53. УВ с активной нагрузкой

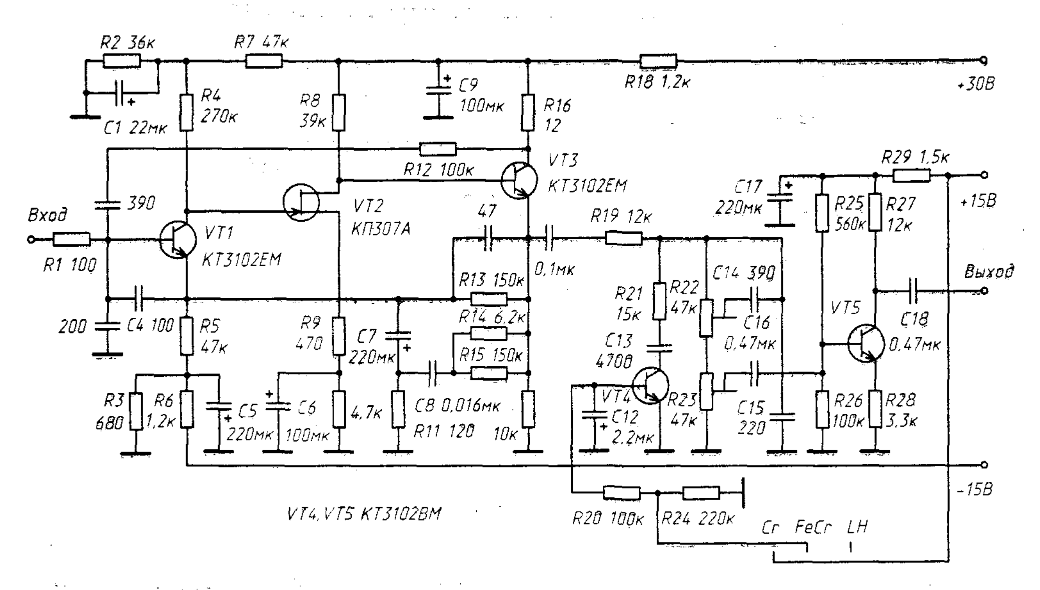


Рис. 6.54. УВ по схеме ОЭ-ОИ-ОК

(*R14* || *R15*)*C8* = 120 мкс, *R13C8* = 3180 мкс, а при работе с хромдиоксидными — дополнительно корректируется пассивной цепью *R19R21C13*, подключаемой электронным ключом на БТ *VT4*. Элементы *R22C14C15* образуют цепь коррекции, используемую для выравнивания АЧХ канала воспроизведения на высших частотах звукового диапазона при износе или замене ГВ.

Выходное напряжение УВ на рис. 6.52, 6.53 составляет 30...50 мВ, стандартное значение — 0,25 или 0,775 В, так что на выходе этих УВ требуется дополнительный согласующий усилитель с линейной АЧХ.

На рис. 6.55 показана переработанная схема микрофонного усилителя (рис. 6.40) [6.22], расчет по постоянному току которого справедлив и здесь. АЧХ

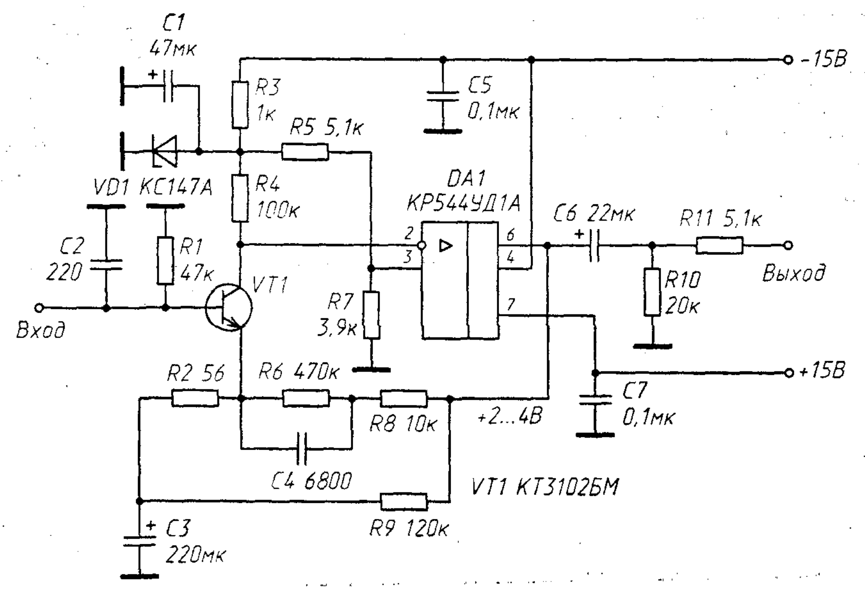


Рис. 6.55. УВ с малошумящим БТ на входе ОУ

и коэффициент усиления УВ заданы цепью *R2R6R8C4* и соответствуют стандартной АЧХ УВ кассетного магнитофона с коэффициентом усиления на частоте 1 кГц:

$$K_{1\,кГц} = \frac{\tau_2}{16R_2C_4} = 500\,,$$

где τ_2 = *R6C4* = 3180 мкс.

Постоянная времени в области высоких частот τ_1 = *R8C4* = 70 мкс. Относительный уровень шумов для типовой головки воспроизведения с выходным напряжением 1 мВ на частоте 1 кГц составляет –63,2 дБ (то есть отношение сигнал/шум составляет 63,2 дБ). Максимальное выходное напряжение 6,5 В.

За основу УВ (рис. 6.56) взята схема УВ катушечного студийного магнитофона фирмы «Fostex», описанного в [6.22]. Частотная коррекция формируется цепью ООС *R10C8R11C9R12*. Цепь *L1C2* защищает вход УВ от наводок с частотой подмагничивания, цепь *L2C11* защищает следующие каскады от той же наводки.

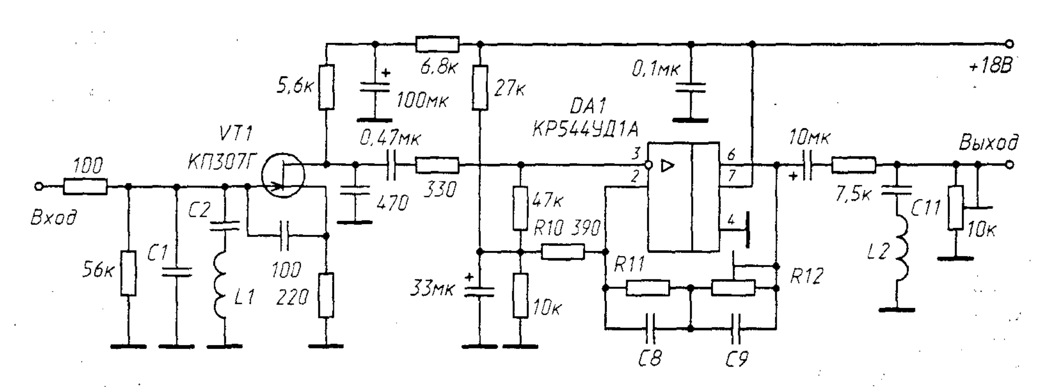


Рис. 6.56. УВ фирмы «Fostex» с ПТ на входе

На рис. 6.57 показаны входные каскады УВ профессиональной АМЗ, используемой в киностудиях [6.23]. Особенность этой аппаратуры — применение ГВ с отводом от середины обмотки, что позволяет установить на входе УВ согласующий дифференциальный трансформатор, подавляющий синфазную составляющую сигнала, наводимого на полуобмотки ГВ электромагнитным полем электрической сети 220 В/50 Гц. Полезный звуковой сигнал является разностным и преобразуется трансформатором с соответствующим коэффициентом передачи.

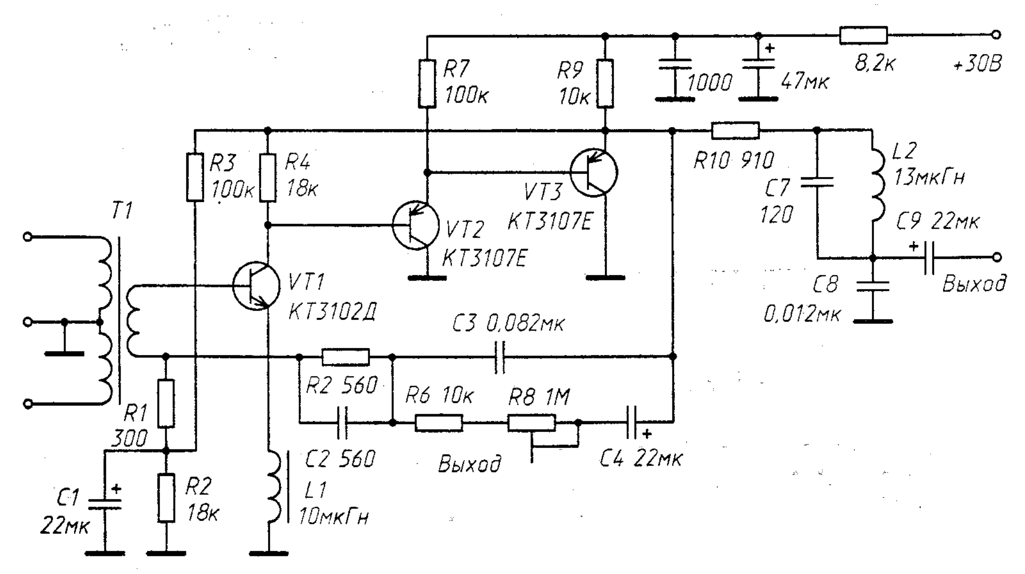


Рис. 6.57. УВ профессиональной АМЗ с входным согласующим дифференциальным трансформатором

Транзисторы *VT2*, *VT3* образуют активную нагрузку с ПОС для БТ *VT1*, включенного по схеме с ОЭ. Режимы усилителя стабилизируются ООС по постоянному току (*R2*, *R3*). Включением другой цепи связи (*R1*, *R5*, *C3*) обеспечивается коррекция НЧ, причем за счет действия ООС увеличивается входное сопротивление усилителя на ВЧ; с помощью подстроечного резистора *R8* можно регулировать коррекцию в пределах 3 дБ. На выходе включен ФНЧ (*R10*, *L2*, *C7*, *C8*) с частотой среза 20 кГц.

В УВ применено раздельное формирование и регулировка полюсов АЧХ, так что коррекция на средних и высших частотах осуществляется в двух следующих каскадах усиления, на схеме не показанных.

Ток эмиттера БТ *VT1* составляет 20 мкА, *VT2* — 70 мкА, коэффициент усиления с разомкнутой ООС более 50 дБ. Трансформатор *T1* на сердечнике Б-22 имеет индуктивность первичной обмотки 300 мГн и коэффициент трансформации $n = 3$.

Уровень шума в диапазоне частот 30...16000 Гц относительно номинального выходного напряжения при индуктивности ГВ 80 мГн в зависимости от характеристики взвешивающего фильтра составил: *A* — 82 дБ; *B* — 80 дБ; *C* — 74 дБ; *Lin* (невзвешенная характеристика) — 70 дБ.

УВ рис. 6.58 имеет несколько лучшие характеристики. Как и в предыдущей схеме, в нем также применяется покаскадное формирование полюсов АЧХ.

Уменьшение уровня шума достигается за счет снижения тока эмиттера БТ *VT1* до 5 мкА и увеличения коэффициента трансформации до n = 6 при индуктивности первичной обмотки 30 мГн. Во втором каскаде ток эмиттера 100 мкА, БТ *VT2* и *VT3* охвачены через резистор *R7* ООС последовательного типа для получения высокоомной нагрузки для первого каскада.

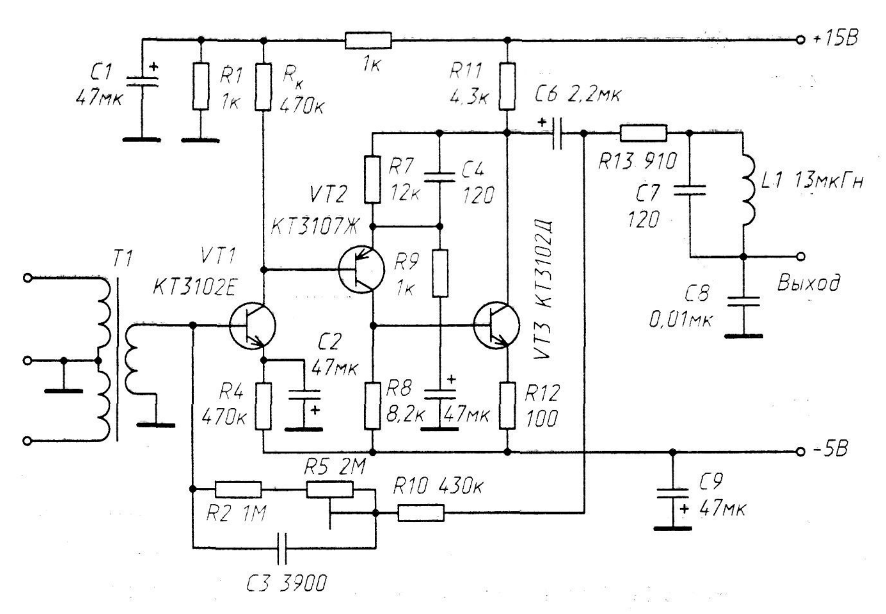


Рис. 6.58. УВ с коррекцией АЧХ за счет низкого входного сопротивления

УВ охвачен ООС параллельного типа (*R10*, *C3*), действием которой обеспечивается небольшое входное сопротивление УВ — около 30 Ом на средних частотах, так что на всех частотах, кроме самых низких, ГВ работает как генератор тока, что и обеспечивает коррекцию частотной характеристики. Дополнительную коррекцию на НЧ можно получить выбором емкости *C3*, шунтируемой резисторами *R2*, *R5* для ограничения подъема частотной характеристики на НЧ. На выходе УВ включен ФНЧ (*R13C7C8L1*) с частотой среза 20 кГц.

Уровень шума в диапазоне частот 20...20000 Гц относительно номинального выходного напряжения при индуктивности ГВ 80 мГн в зависимости от характеристики взвешивающего фильтра составил: *A* — 84 дБ, *B* — 80 дБ, *Lin* (невзвешенная характеристика) — 70 дБ.

6.4.2. Усилители-корректоры грамзаписи

УК для магнитных звукоснимателей могут выполняться по разным структурным схемам (рис. 6.60, 6.61).

Основные характеристики усилителей-корректоров

1. Коэффициент усиления 40 дБ на частоте 1 кГц.
2. Коэффициент гармоник не более 0,03%.
3. Отношение сигнал/шум, измеренное со взвешивающим фильтром «МЭК-А» — не менее 80 дБ.
4. Коэффициент усиления с разомкнутой петлей общей ООС должен составлять 80...110 дБ. От него зависят нелинейные искажения УК и точность соответствия стандартным АЧХ (DIN 45536/6, лист 2, RIAA-78, Публикация 98 МЭК, ГОСТ 7893-79) (рис. 6.59).
5. Сугубо специфическим свойством системы грамзаписи являются повышенные низкочастотные помехи при воспроизведении грампластинок: рокот, гул приводного механизма, присущие также и сверхтихоходным двигателям высококаче-

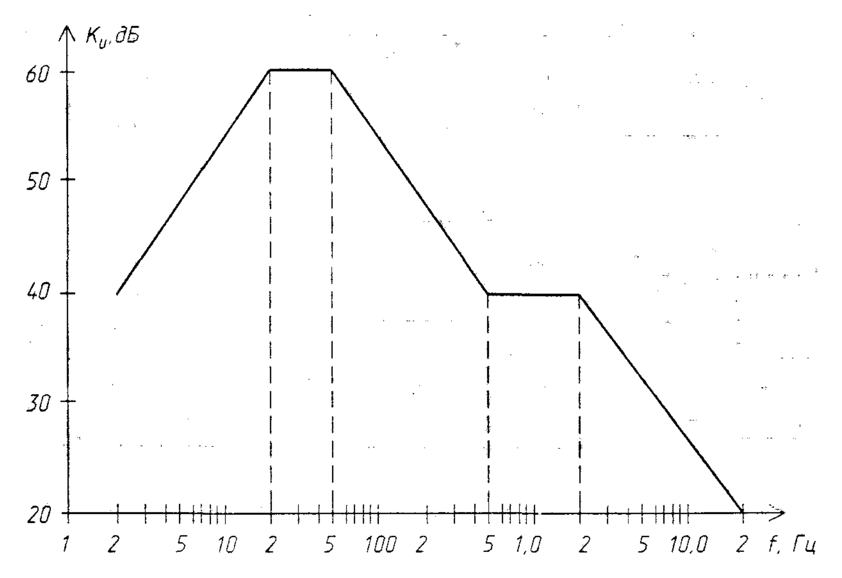


Рис. 6.59. Типовая АЧХ усилителя-корректора грамзаписи

ственных проигрывателей, а также шумы самой пластинки. Максимум амплитуд таких помех находится в области частот 3...15 Гц.

6. Неизбежность низкочастотных помех в сочетании с максимальным теоретически возможным напряжением на входе УК, равным 0,6 В на частоте 12,5 кГц, требует максимума перегрузочной способности высококачественных УК в пределах 34...40 дБ.

7. Подавление низкочастотных помех предусмотрено стандартной АЧХ УК, нормирующей спад усиления ниже частоты f_0 = 20 Гц (τ_0 = 7959 мкс) с крутизной не менее 6 дБ/окт. Практически это делается разными методами (рис. 6.60):

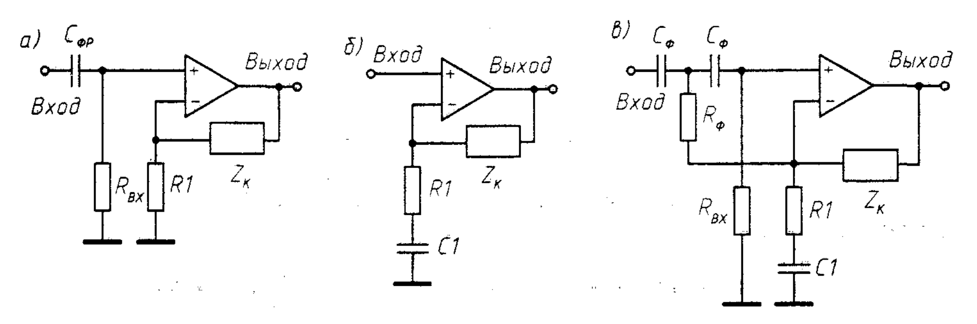


Рис. 6.60. Схемы УК с ФВЧ для подавления НЧ помех

— фильтр ВЧ 1-го порядка на входе (рис. 6.60,*а*) подавляет помехи ниже граничной частоты $f_н = \dfrac{1}{2\pi R_{вх}C_{фр}}$, где $R_{вх}C_{фр}$ = 7959 мкс с крутизной спада АЧХ 6 дБ/окт; конденсатор $C_{фр}$ — разделительный между источником сигнала и $У_к$; недостаток этого способа фильтрации — увеличение токовой составляющей шума за счет увеличения суммарного импеданса источника с понижением частоты;

— фильтр ВЧ 1-го порядка в корректирующей цепи (рис. 6.60,*б*) имеет граничную частоту $f_н = R_1C_1$; этот способ одновременно стабилизирует рабочую точку,

как часть корректирующей цепи фильтр оказывает влияние на постоянные времени **коррекции цепи $Z_к$;**

— **фильтр ВЧ** третьего порядка (рис. 6.60,*в*) эффективно подавляет помехи в области, близкой к нижней граничной частоте $f_н = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{\pi R_{вх} C_ф}$; при этом $R_ф = \frac{R_{вх}}{4}$. Крутизна частотной характеристики — 18 дБ/окт, аппроксимация Баттерворта, фактически такой фильтр — сочетание ФВЧ с ПОС и фильтра 1-го порядка в корректирующей цепи.

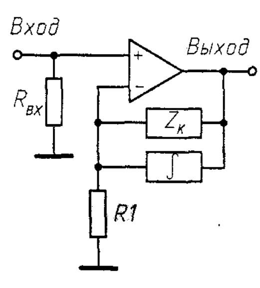


Рис. 6.61. УК с интегратором в цепи ООС

Практически емкость конденсатора *C1* оказывается большой (*C1* = 10...100 мкФ). Известно, что присутствие электролитических конденсаторов в тракте передачи звукового сигнала высококачественной РЭА нежелательно (в том числе и в цепях ООС). Избежать применения электролитических конденсаторов можно за счет включения параллельно цепи коррекции интегратора на повторителе напряжения (рис. 6.61). Постоянную времени интегрирования целесообразно выбирать равной τ_0 = 7959 мкс.

8. Входной импеданс УК для магнитного звукоснимателя с подвижным магнитом не должен создавать резонанса с индуктивностью головки в полосе звуковых частот.

Электрическая часть звукоснимателя включает: сопротивление катушки $R_г$ = 0,4...3 кОм, ее индуктивность $L_г$ = 0,15...1,3 Гн, емкость кабеля $C_к$ и собственно входной импеданс УК (параллельное соединение емкости $C_{вх}$ и сопротивления $R_{вх}$). Все это в целом образует ФНЧ 2-го порядка с граничной частотой и добротностью:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_к + C_{вх})}}, \quad Q = R_г\sqrt{\frac{C_к + C_{вх}}{L_г}} + \frac{1}{R_{вх}}\sqrt{\frac{L_г}{C_к + C_{вх}}} \le 0{,}71.$$

Расчеты показывают, что для максимального значения $L_г$ = 1,3 Гн необходимо, чтобы $C_к + C_{вх} \le 65$ пФ, $R_{вх} \ge 220$ кОм. В связи с этим стандартизация $R_{вх} = 47$ кОм ± 20% кажется недоразумением, так как усложняет цепь коррекции (требуется дополнительная постоянная времени $\tau_5 = \frac{L_г}{47 \cdot 10^3}$ [6.24]). В результате многие фирмы жестко не нормируют $R_{вх}$, тем более, что входное сопротивление во многих схемотехнических решениях изменяется достаточно просто (заменой одного резистора).

Схемы на рис. 6.60 являются неинвертирующими УК. Кроме них применяется пассивная коррекция на выходе линейного усилителя, а также активно-пассивные УК.

Практические схемы

Перейдем к описанию схемотехнических решений УК магнитных звукоснимателей.

Специально для таких УК выпускается ОУ КР1426УД1 [2.25]. Основные параметры такого УК: отношение сигнал/шум (невзвешенное) < 66...68 дБ; коэффициент гармоник не более 0,05%; напряжение питания ±18 В.

На рис. 6.62 приведена схема УК магнитного звукоснимателя усилителя «Барк-001», АЧХ которого формируется цепью *R5R14R15C6 C8C9*. УК имеет два каскада,

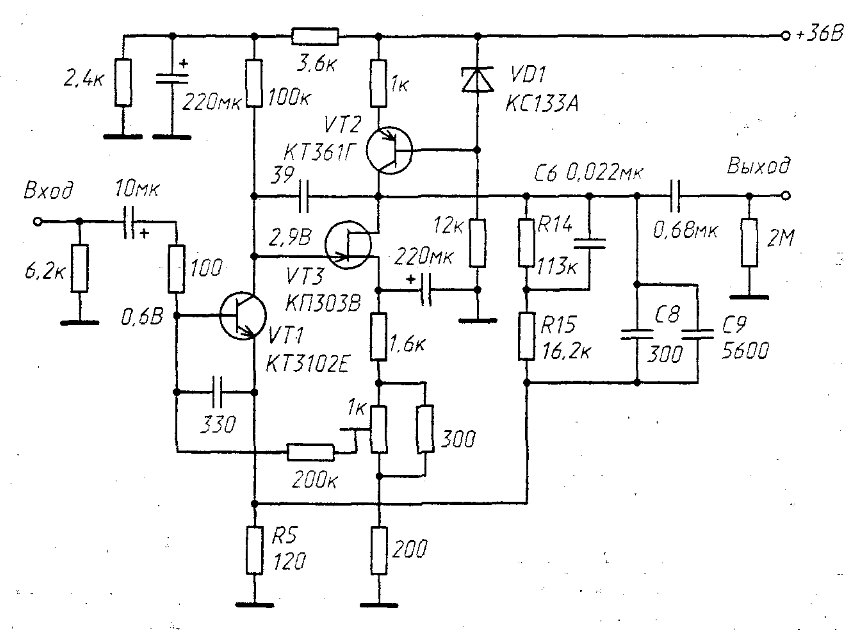


Рис. 6.62. УК «Барк-001»

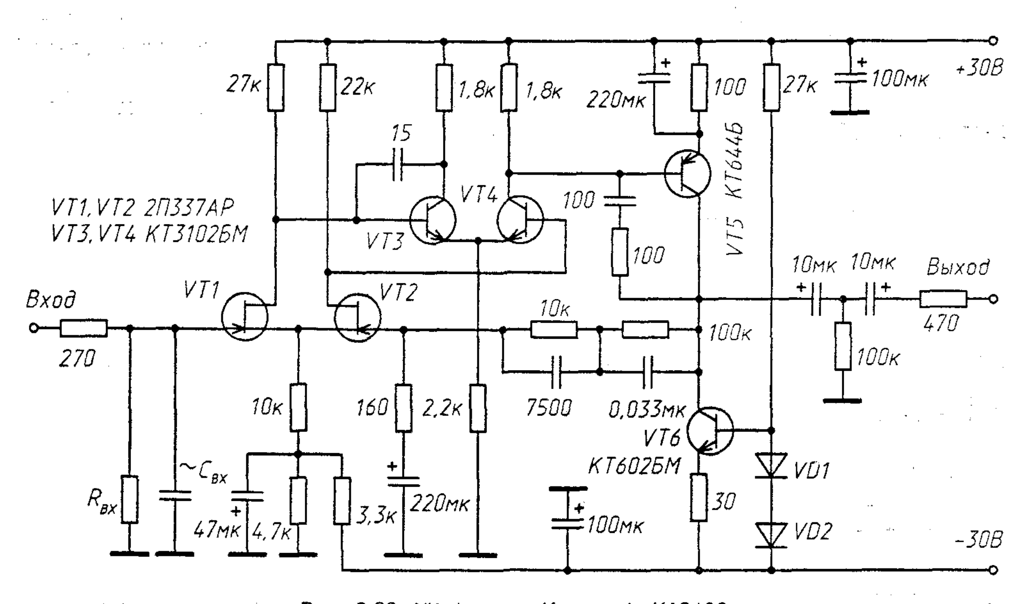


Рис. 6.63. УК фирмы «Kenwood» KA9100

во втором каскаде применен ПТ с активной нагрузкой (ГСТ на БТ *VT2*). Отношение сигнал/шум (невзвешенное) 66 дБ.

Ранее было определено, что применение ПТ на входе МШУ дает преимущество при большом сопротивлении источника сигнала (схемы рис. 6.63—6.68).

На рис. 6.63 показана схема УК KA9100 фирмы «Kenwood», в котором три каскада. Первые два — дифференциальные, выходной каскад по схеме с ОЭ и активной нагрузкой на БТ *VT6* имеет ток 23 мА. Коэффициент усиления с разомкнутой петлей общей ООС составляет 110 дБ, коэффициент гармоник при десяти-

кратной перегрузке составляет 0,03%, скорость нарастания выходного напряжения не менее 3,5 В/мкс.

УК, выполненные по схемам рис. 6.64—6.67, имеют два каскада усиления напряжения, причем входной выполнен по дифференциально-каскодной схеме ОИ-ОБ. В УК AU-D5 фирмы «Sansui» рис. 6.64 второй каскад усиления напряжения выполнен на БТ *VT6*, *VT7* по схеме несимметричного дифференциального усилителя с активной нагрузкой (*V14*) типа упрощенного «токового зеркала». Выходной двухтактный эмиттерный повторитель на БТ *VT9*, *VT10* работает в режиме АВ и обеспечивает скорость нарастания выходного напряжения не менее 25 В/мкс. Коэффициент усиления с разомкнутой петлей ООС составляет 100 дБ. Устойчивость с замкнутой петлей ООС обеспечивается цепью *R5C2*.

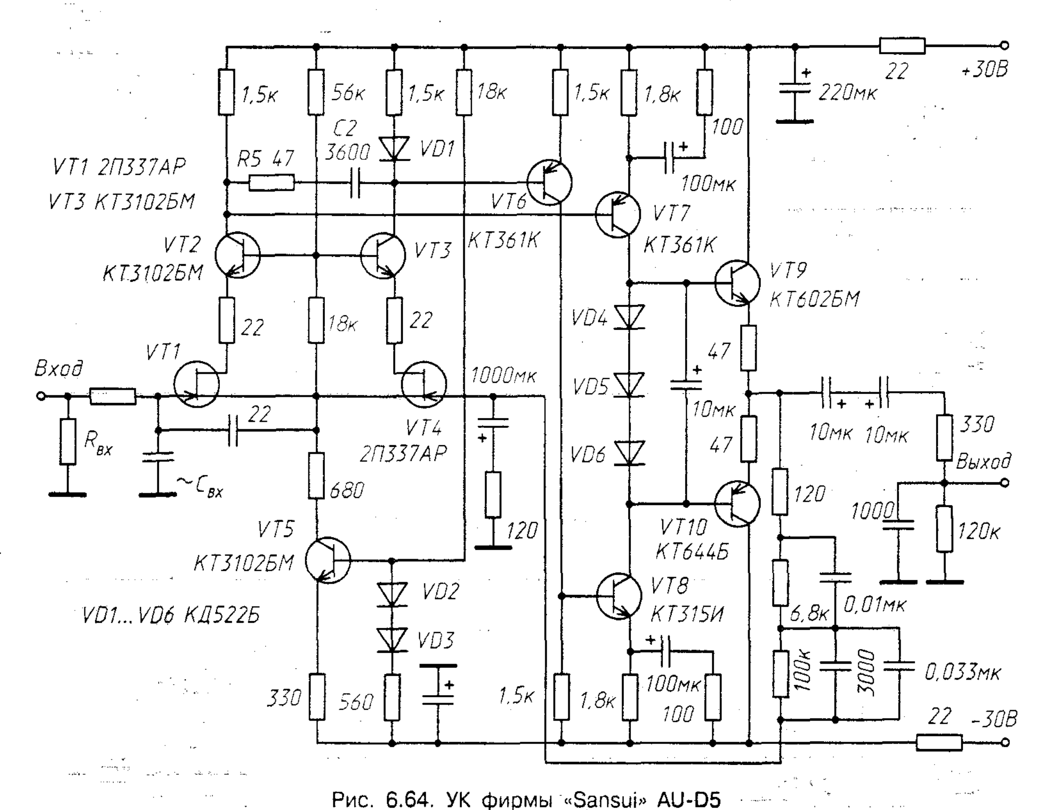


Рис. 6.64. УК фирмы «Sansui» AU-D5

В УК А-1 фирмы «Yamaha» (рис. 6.65) у входного каскада активная нагрузка образована «токовым зеркалом» на БТ *VT2*, *VT4*, что обеспечивает высокий, 50...55 дБ, коэффициент усиления каскада без увеличения его входной емкости (отсутствует эффект Миллера) и позволяет использовать несимметричный выход без ухудшения шумовых свойств.

Второй каскад усиления напряжения образован составным транзистором по модифицированной схеме Дарлингтона и нагружен на ГСТ (*VT9*). Двухтактный эмиттерный повторитель обеспечивает высокую нагрузочную способность.

В УК предварительного усилителя СС-3000 фирмы «Fisher» на входе также дифференциальный каскад по схеме ОИ-ОБ с нагрузкой «токовое зеркало» (рис. 6.66 [6.18]). Второй каскад выполнен по схеме с ОЭ и имеет активную нагрузку (источник тока на *VT7*). Ток покоя выходного двухтактного эмиттерного повторителя (*VT8*, *VT9*) составляет 10 мА.

+36В
150
27к
150
47к
47
VT7
КТ502Е
VT8
КТ814Г
VT10
КТ815Г
VT2
КТ3107К
39
VT4
КТ3107К
2200
68
0,01мк
330
Выход
100к
0,015мк
VT3
КТ3102Г
0,015мк
VT5
КТ3102БМ
0,056мк
2000
100
33
VD1
КС162А
VT1
КП303Г
100
R4 1к
VT6
КП303Г
2,7к
56к
33
1мк
100
100
75
VD2,VD3 КД522Б
VT11
КТ814Г
Вход
56
6,8к
100мк
33к
VD2
VD3
VT9
КТ815Г
120
56
-36В
$R_{вх}$
$\sim C_{вх}$

Рис. 6.65. УК А-1 фирмы «Yamaha»

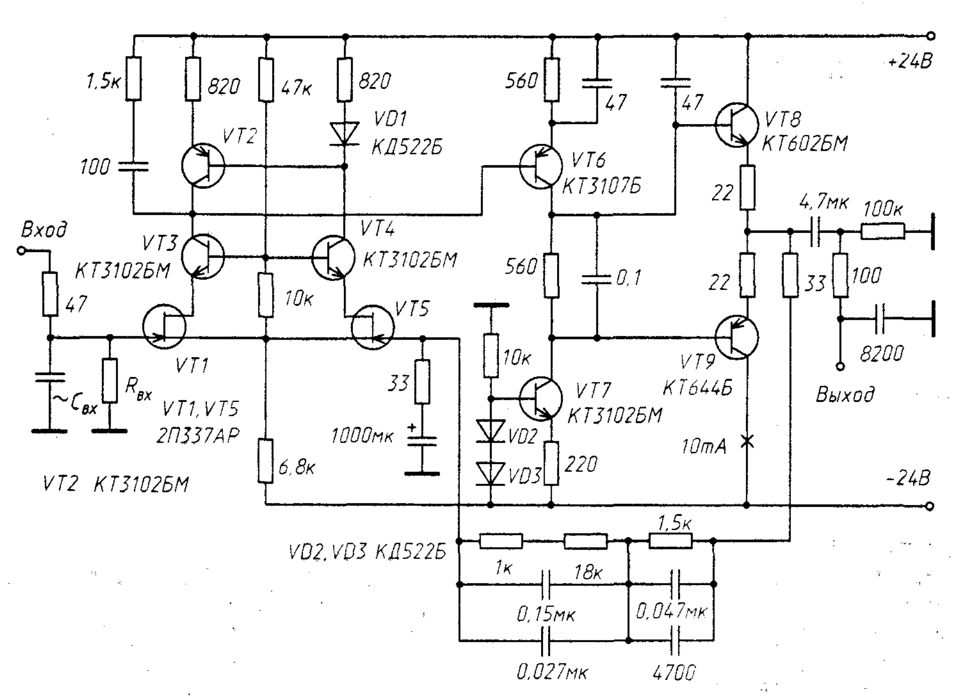


Рис. 6.66. УК СС-3000 фирмы «Fisher»

Коэффициент усиления на частоте 1 кГц равен 36 дБ. Коэффициент гармоник $K_г \le 0{,}005\%$, отношение сигнал/шум не менее 90 дБ.

Особенностью УК рис. 6.67 является применение во втором каскаде схемы ОИ-ОБ, имеющей высокое входное сопротивление и малые НИ. Напряжение между истоком ПТ *VT7* и базой *VT8* зафиксировано стабилитроном *VD7*. Коэффициент усиления с разомкнутой петлей ООС составляет 86 дБ. Коэффициент гармоник менее 0,01%, отношение сигнал/шум (взвешенное фильтром «МЭК-А») — не менее 83 дБ.

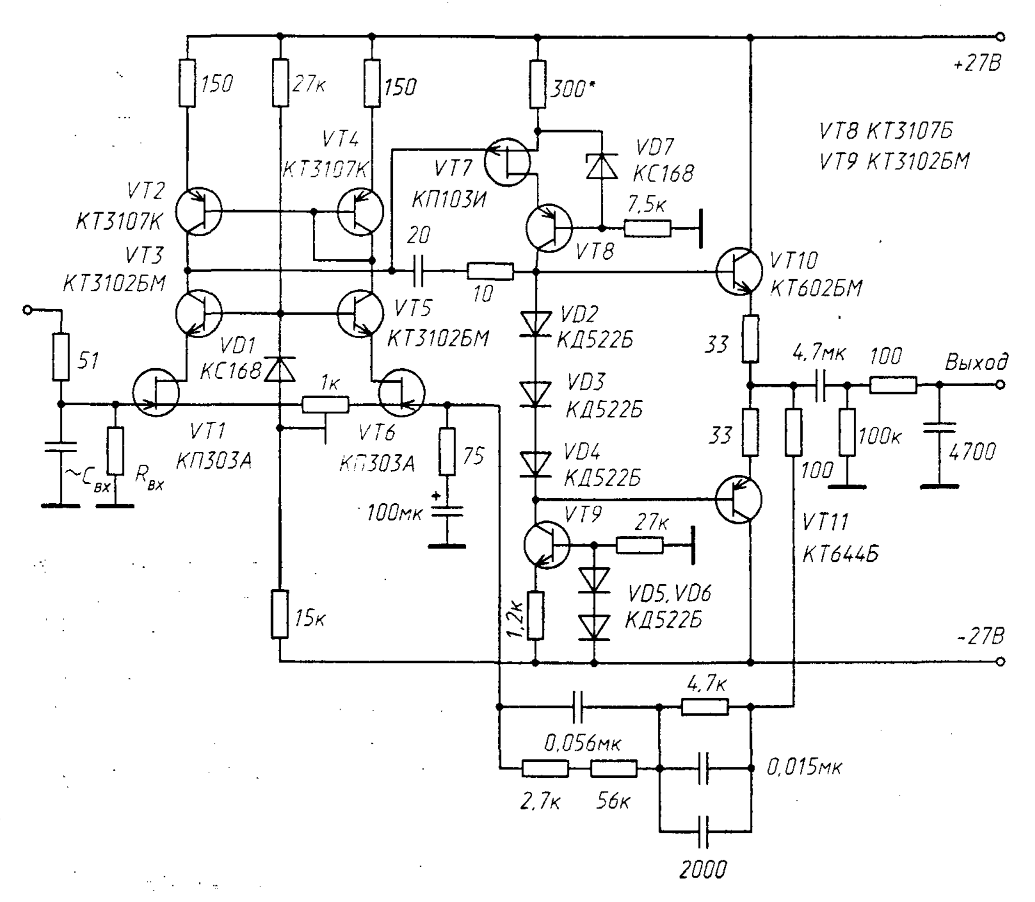


Рис. 6.67. Высоколинейный УК

В схеме УК рис. 6.68 входной каскад также дифференциальный, сигнал с которого симметрично подается на вход ОУ [6.26]. Режим работы УК по постоянному току стабилизирован ООС, сигнал которой подан на затвор *VT3*. Перегрузочная способность определяется типом и напряжением питания ОУ (для $E_п = \pm 15$ В эта величина составляет 33 дБ).

УК по схеме на рис. 6.69 [6.27] имеет активный интегратор в цепи ООС (структурная схема на рис. 6.61). Первый каскад усилителя — дифференциальный. Входное плечо — каскодное ОЭ-ОЗ, на БТ *VT4* и ПТ *VT1*. Нагрузкой дифференциального каскада является каскодный отражатель тока (БТ *VT2*, *VT3*, *VT5*, *VT6*), благодаря которому коэффициент усиления первого каскада составляет не менее 60 дБ. Эмиттерный повторитель (*VT8*) согласует высокое выходное сопротивление первого каскада с низким входным сопротивлением выходного каскада на БТ *VT9*. Нагрузкой выходного каскада является источник тока на транзисторе *VT10*. Коэффициент уси-

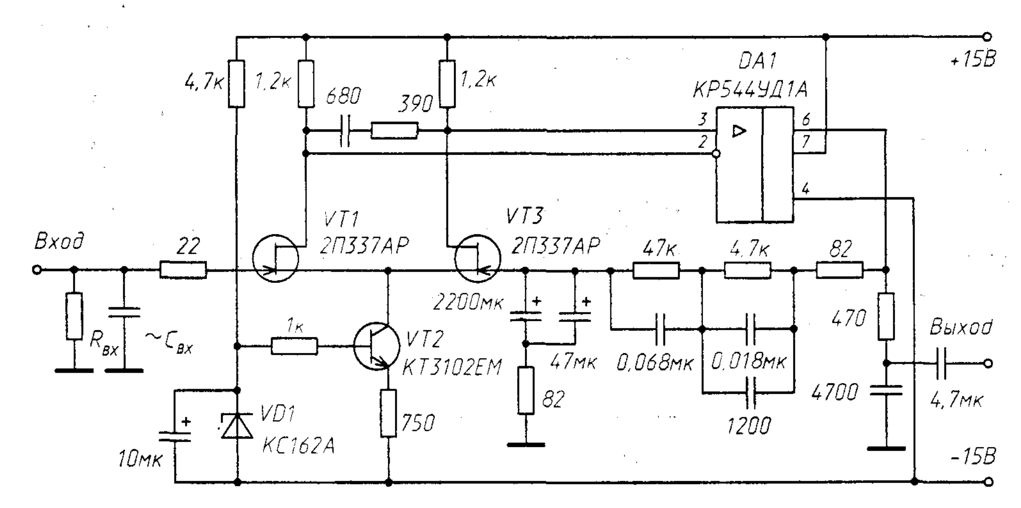


Рис. 6.68. УК на основе ОУ с дополнительным входным ДК на полевых транзисторах

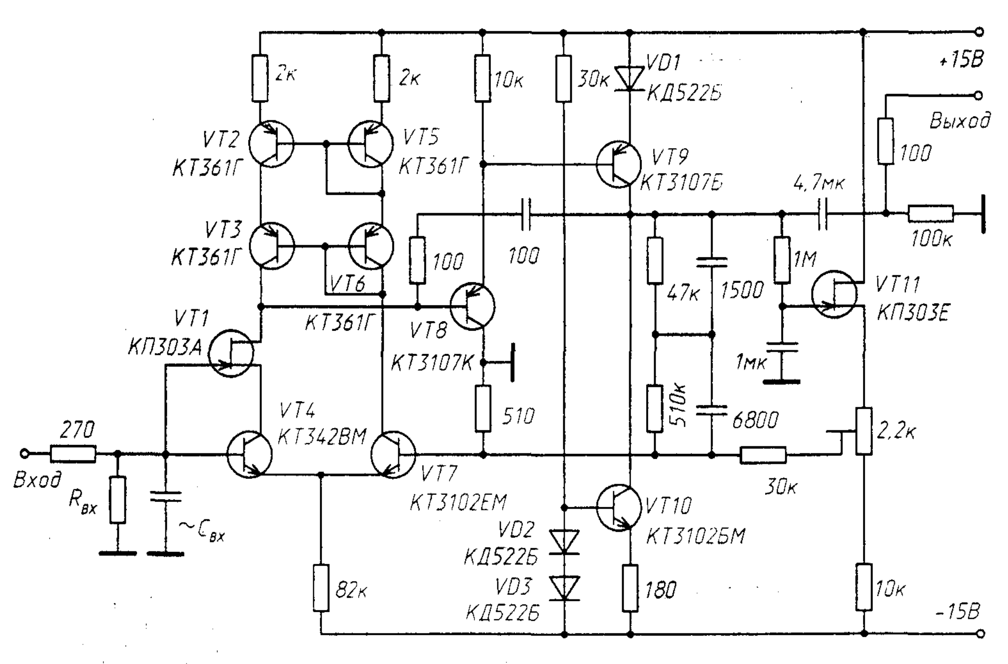


Рис. 6.69. УК с активным интегратором в цепи ООС

ления УК с разомкнутой петлей ООС — не менее 110 дБ на частоте 1000 Гц. Коэффициент гармоник менее 0,005%.

6.4.3. Усилители записи

УЗ должен обеспечивать неизменный ток в ГЗ в рабочем диапазоне частот. Поскольку импеданс ГЗ зависит от частоты, необходимо, чтобы УЗ имел высокое выходное сопротивление. В связи с этим возможны два способа реализации УЗ:

— УЗ — ОУ с дополнительным последовательно включенным сопротивлением;

— УЗ — источник двуполярного тока (преобразователь напряжение-ток).

Особенности построения УЗ, выбор постоянных времени $\tau_1...\tau_4$ и другие вопросы, связанные с параметрами ГСП, изложены в [6.1, 6.28].

Основные характеристики усилителей записи

1. Перегрузочная способность по току записи должна составлять 15...20 дБ во всем частотном диапазоне (без учета коррекции!).

2. Скорость нарастания выходного напряжения УЗ определяется по формуле $V = 2\pi f_в U_{вых\ max}$, где $U_{вых\ max}$ — амплитуда максимального выходного напряжения УЗ на высшей частоте рабочего диапазона частот $f_в$.

3. АЧХ УЗ бытовых магнитофонов и схема каскада с корректирующими цепями приведены на рис. 6.70 и 6.71 соответственно.

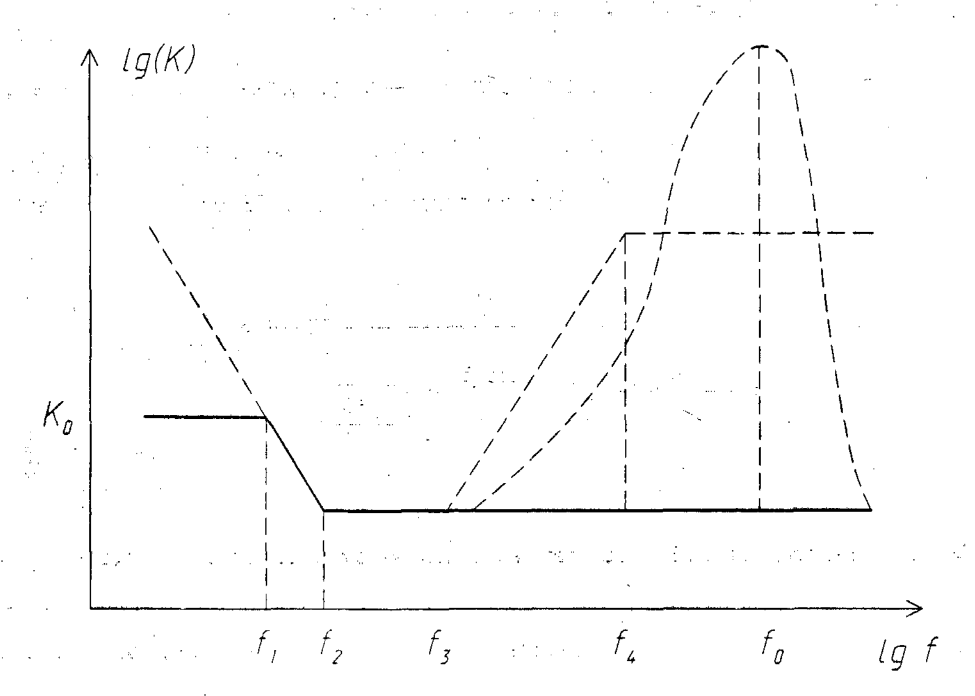


Рис. 6.70. АЧХ усилителя записи

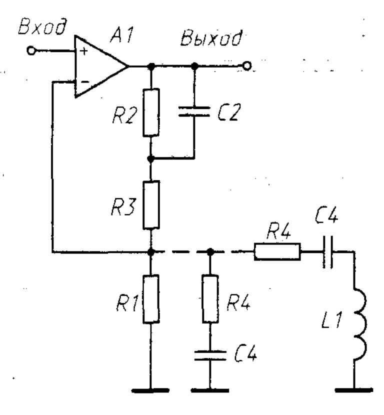


Рис. 6.71. Основная схема УЗ с корректирующими цепями

Расчет корректирующей цепи по заданным K_0 и R_1:

$$R_3 = \left(K_0\frac{\tau_2}{\tau_1} - 1\right)R_1;\ R_2 = K_0\left(1 - \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)R_1;\ C_2 = \frac{\tau_1}{R_2}.$$

Сопротивление резистора *R1* и емкость конденсатора *C4* можно определить из выражений для частот f_3 и f_4:

$$f_3 = \frac{1}{2\pi C_4(R_1 + R_4)},\ f_4 = \frac{1}{2\pi C_4 R_4}.$$

На высоких частотах требуется дополнительный подъем возле частоты $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_к}}$, получаемый при помощи резонансного контура.

Другой способ коррекции в этой области — использование дополнительного Т-звена.

4. При построении выходной цепи УЗ по схеме с параллельным смешиванием токов записи и подмагничивания (рис. 6.72) стабилизация тока нагрузки осуществляется цепью *R1C1*, включаемой последовательно с ГЗ *E*1 (цепи коррекции АЧХ не показаны).

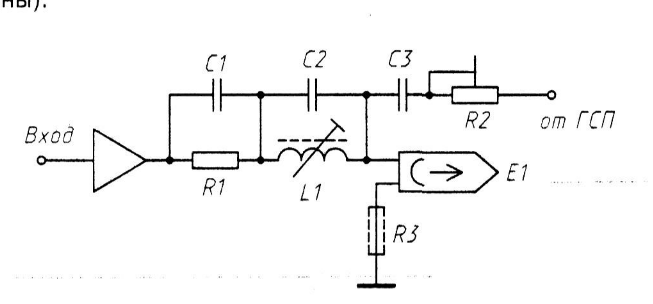


Рис. 6.72. Выходная цепь УЗ с параллельным смешиванием токов записи и подмагничивания

Индуктивность ГЗ *E*1 указана в паспорте и обычно составляет $L_г$ = 20...120 мГн, ток записи 0,08...0,2 мА, индуктивность $L_1 = (0{,}25...0{,}5)L_г$, емкость конденсатора *C2* можно вычислить по формуле $C_2 = \dfrac{1}{(2\pi f_{сп})^2 L_1}$, где $f_{сп}$ — частота тока стирания и подмагничивания.

От сопротивления *R1* зависит изменение полного сопротивления нагрузки УЗ [6.29], максимум которого достигается при $R_1 = 4f_в(L_г + L_1)$. В свою очередь, $C_1 = \dfrac{1}{40f_в^2(L_г + L_1)}$.

Ток подмагничивания поступает в ГЗ через цепь *R2C3*, параметры которой рассчитаны так, чтобы преграждать путь току звуковой частоты в ГСП и в то же время не вызывать значительных потерь мощности за счет падения напряжения на этих элементах. Оптимально: $R_2 = (3...5)2pfL_г$, $C_3 = \dfrac{(1{,}6...4{,}8)}{10f_{сп}R_2}$.

Напряжение звуковой частоты, которое должен развивать выходной каскад УЗ $Uз = kI_зR_1$, где k — коэффициент, учитывающий перегрузочную способность УЗ (6...10 раз) и подъем АЧХ на верхних частотах (4...20 раз), так что коэффициент

приобретает весьма большие значения (24...200 раз). Практически такой коэффициент не реализуем из-за ограничений элементной базы по напряжению питания, которое должно быть максимально для высококачественной аппаратуры магнитной записи. В целом возможности коррекции АЧХ на ВЧ ограничены как перегрузочной способностью УЗ на этих частотах, так и насыщением магнитопровода ГЗ.

Усилители записи с резистивной стабилизацией выходного тока

УЗ (рис. 6.73) рассчитан на работу с универсальной головкой, имеющей индуктивность $L_г$ = 160 мГн, и обеспечивает ток записи 0,05 мА для лент Fe_2O_3, FeCr и 0,07 мА для ленты CrO_2 [6.30]. АЧХ УЗ формируется цепью, состоящей из емкостей *C1...C5* и резисторов *R1...R7*. Постоянная времени $\tau_2 = (R_2 + R_4 + R_6)C_5 \approx 3180$ мкс.

Коэффициент усиления каскада на частоте 400 Гц: $k_{400} = 1 + \dfrac{R_2 + R_4 + R_6}{R_1}$.

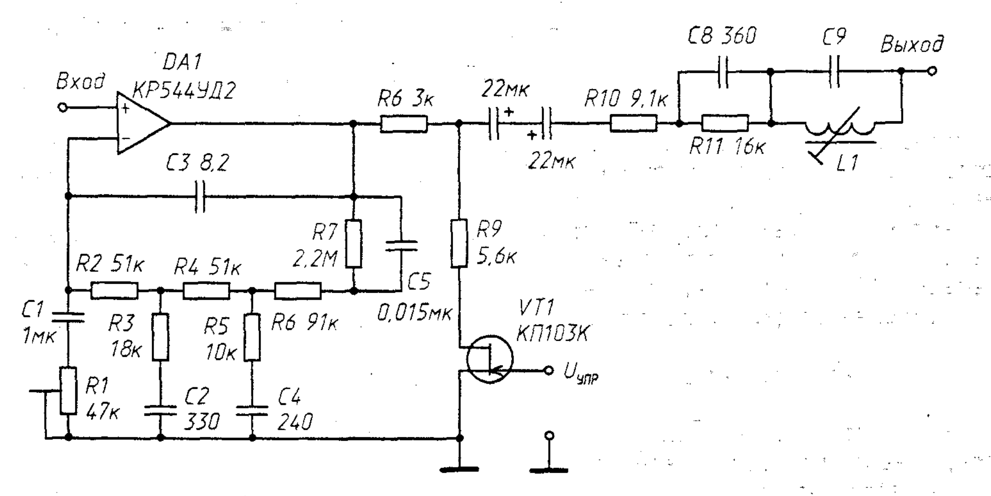


Рис. 6.73. УЗ кассетного магнитофона

Требуемые крутизна и величина подъема АЧХ на ВЧ обеспечиваются добавлением к цепи резисторов *R2R4R6* последовательных цепей *R3C2* и *R5C4*. Первая из них формирует АЧХ до частот 3...4 кГц, вторая — в области более высоких частот. Конденсатор *C3* ограничивает подъем АЧХ на частотах выше 18 кГц.

На НЧ и СЧ ток записи стабилизируют резисторы *R8*, *R10*, *R11*. Для компенсации спада тока записи на высоких частотах параллельно резистору *R11* включен конденсатор *C8*. При подаче логического 0 на затвор ПТ *VT1* ток записи ослабляется примерно на 3 дБ.

На рис. 6.74 приведена схема УЗ магнитофона N-670ZX фирмы «Nakamichi» [6.21]. Использование двуполярного питания ОУ, а также принятие мер по уменьшению смещения нуля за счет равенства сопротивлений по постоянному току в цепях инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ позволили подключить ГЗ к его выходу без разделительного конденсатора. От намагничивания импульсами зарядного тока разделительного конденсатора или коммутационными помехами ГЗ защищена электронными ключами *VT1*, *VT2*, замыкающими вход и выход УЗ с общим проводом во всех режимах, кроме режима «Запись».

Заграждающий мостовой фильтр *L2C11C12C13* улучшил защиту УЗ от проникновения на его выход напряжения подмагничивания (по сравнению с параллельным колебательным контуром) и исключил влияние фильтра на АЧХ УЗ. Для более полного использования модуляционной способности магнитных лент разных типов

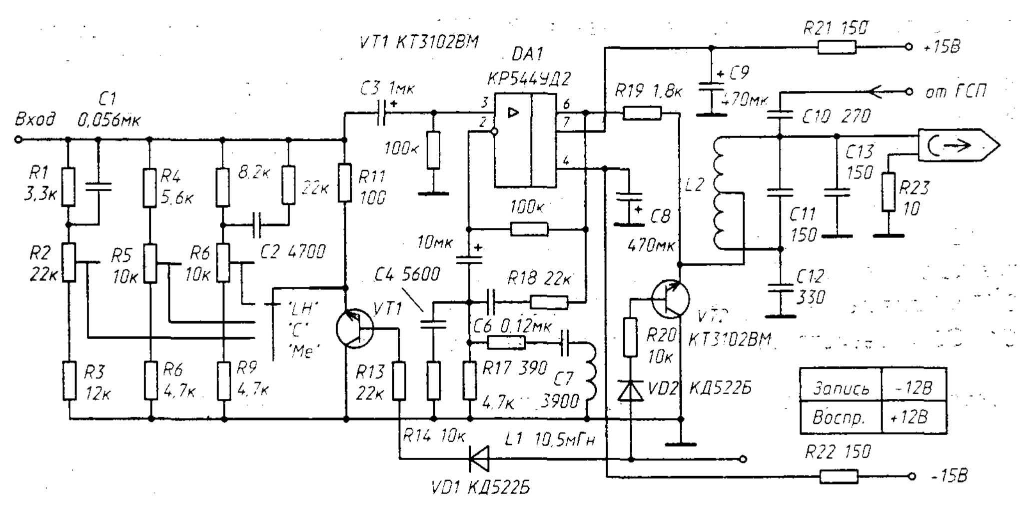


Рис. 6.74. УЗ магнитофона N-670 ZX фирмы «Nakamichi»

использованы соответствующие регуляторы уровня записи (*R2*, *R5* и *R8*). Конденсаторы *C1*, *C2* корректируют АЧХ в области средних частот (3...5 кГц) для лент на основе Fe_2O_3 и Me.

АЧХ УЗ для всех типов лент формируются частотно-зависимой ООС: в области высших частот — последовательным контуром *R17C7L1*, в области частот 5...9 кГц — цепью *R14C4*, на низких частотах — цепью *C6R18*.

Наиболее близким и доступным аналогом ОУ *RC45*580D является КР544УД2.

Усилители записи по схеме преобразователя напряжение–ток

Рассмотрим УЗ, в которых постоянство тока записи достигается за счет высокого выходного сопротивления оконечного каскада — источника тока.

Считается, что при таком решении качество записи улучшается [6.31]. В этом случае АЧХ канала записи однозначно будет определяться АЧХ корректирующего усилителя и не зависит от разброса импеданса применяемых магнитных головок. В результате упрощается регулировка канала записи и обеспечивается лучшая повторяемость АЧХ в области высоких частот. Кроме того, снижаются НИ тока, вызванные собственной нелинейностью магнитной головки, и повышается перегрузочная способность за счет отсутствия падения напряжения на токостабилизирующих элементах.

В схемах УЗ рис. 6.75—6.77 выходные каскады выполнены по схеме с динамической нагрузкой (транзисторы *VT2*, *VT3* и *VT3* соответственно), действие которых будет рассмотрено на примере схемы на рис. 6.75.

Оконечный каскад на БТ *VT3* с динамической нагрузкой на БТ *VT2* вместе работают как источник тока записи за счет высокого выходного сопротивления. Поскольку база и эмиттер за счет конденсатора *C5* имеют по переменному току тот же потенциал, что и коллектор *VT3*, падение переменного напряжения на *R11* отсутствует, и БТ *VT3* оказывается нагруженным на большое входное сопротивление эмиттерного повторителя на *VT2*, а выходное сопротивление оказывается большим (примерно $R_9 \parallel R_{10}$).

Низкочастотные предыскажения формируются пассивной цепью *R5C3C4R6*, подключенной к выходу линейного каскада на БТ *VT1*, сигнал на базу которого поступает от резистивных делителей, предназначенных для изменения тока записи при использовании магнитных лент разных типов и на схеме не показанных.

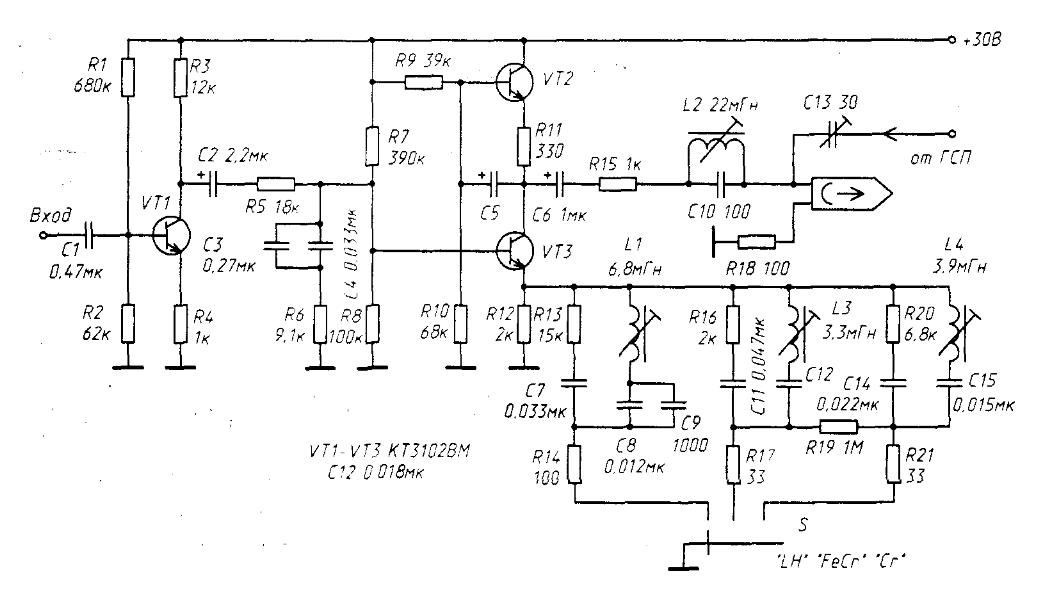


Рис. 6.75. УЗ, имеющий выходной каскад по схеме с динамической нагрузкой

Увеличение тока записи в соответствии с АЧХ УЗ происходит за счет уменьшения глубины ООС из-за шунтирования резистора *R12* последовательными контурами *L1C8C9R14*, *L3C12R17*, *L4C15R21*, параллельно которым подключены цепи предыскажений на средних частотах *R13C7*, *R16C11*, *R20C14*.

В УЗ, схема которого приведена на рис. 6.76 частотные предыскажения формируются цепью частотнозависимой ООС, рассчитанной для катушечного магнитофона на скорости 9,53 и 19,05 см/с.

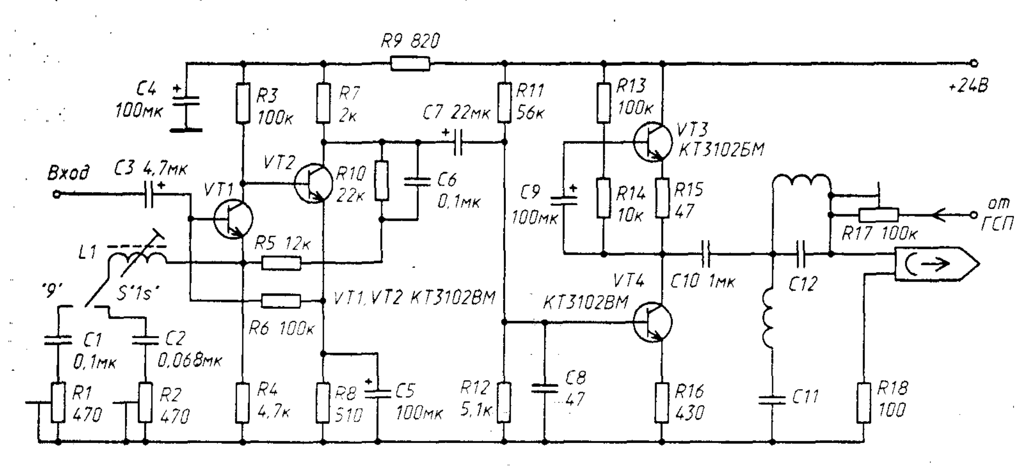


Рис. 6.76. УЗ катушечного магнитофона

Подъем АЧХ на высоких частотах регулируют резисторами *R1* и *R2*, изменяющими добротность контуров *L1C1* и *L2C2* для разных скоростей. Постоянная времени τ_2 = *R5C6* ≈ 1200 мкс. Оконечный усилитель (*VT3*, *VT4*) представляет собой каскад с динамической нагрузкой, выходное сопротивление которого около 100 кОм. Благодаря этому неравномерность АЧХ в диапазоне 40...25·10^3 Гц при работе на ГЗ с индуктивностью $L_г$ = 300 мГн не превышает 0,1 дБ. Коэффициент гармоник при максимальном токе записи $I_з$ = 0,75 мА составляет 0,5%.

В УЗ магнитофона «Revox A77» выходной каскад также имеет динамическую нагрузку, но по сравнению с предыдущей схемой обладает лучшей температурной стабильностью (рис. 6.77).

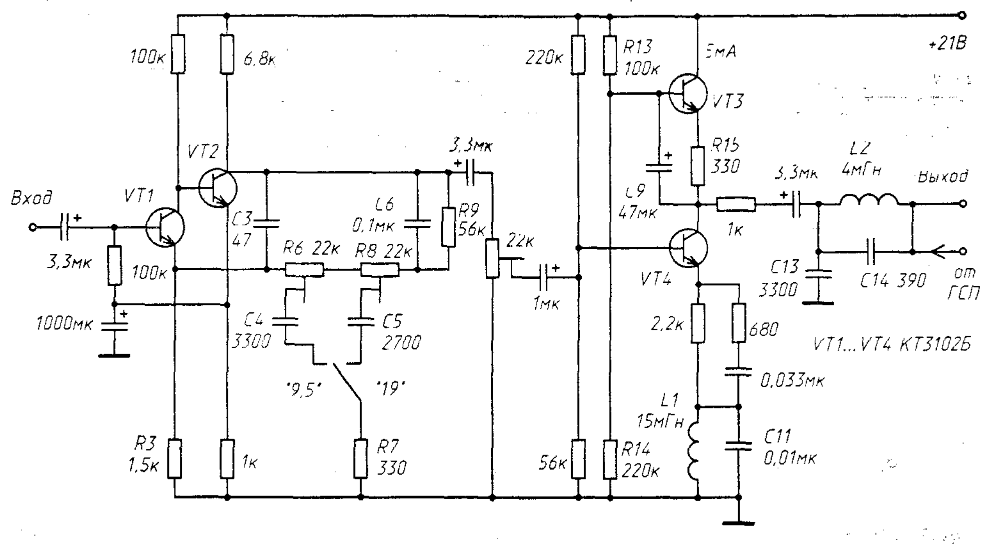


Рис. 6.77. УЗ магнитофона «Revox A77»

УЗ выполнен по неинвертирующей схеме. Цепь коррекции с постоянной времени τ_2 = 4400 мкс образуют конденсатор *C6* и резисторы *R6* и *R8*, резистор *R9* ограничивает подъем частотной характеристики на частотах ниже f_1 = 25 Гц. Конденсаторы *C4*, *C5* служат для подъема характеристики в области верхних частот. Цепь *C3R6R8C4*(*C5*)*R7* образует *Т*-образное звено с резонансной частотой 20 кГц. Оконечный каскад УЗ на БТ *VT4* с динамической нагрузкой на БТ *VT3* и высоким выходным сопротивлением работает как источник тока записи. Фильтр-пробка *L2C14* на частоту ГСП вместе с конденсатором *C13* надежно защищает УЗ от тока подмагничивания, а контур *L1C11* создает спад АЧХ начиная с частот 30...35 кГц. УЗ может работать с ГЗ индуктивностью $L_г$ = 7...20 мГн.

В выходном каскаде УЗ по схеме на рис. 6.78 БТ *VT1* и *VT2* разной структуры по постоянному току включены последовательно, а по переменному — параллельно [6.32].

Выходное сопротивление такого каскада оказывается большим, так как выходные сопротивления каскадов с ОЭ на *VT1*, *VT2* достаточно велики, а единственной нагрузкой для их параллельного соединения является импеданс ГЗ. Входное сопротивление каскада 3 кОм, выходное $R_{вых} \le R_3$, $R_{вых} \approx$ 30...50 кОм. Коэффициент гармоник при входном сигнале 5 мВ на частоте 16 кГц составляет 0,4%; на частоте 100 Гц — 1,5%. Фильтр *L1C5* настраивается на частоту ГСП, симметричность полуволн усиливаемого сигнала достигается подбором резисторов *R1*, *R2*. Каскад может работать с любыми ГЗ, при увеличении индуктивности которых следует увеличивать напряжение питания.

В УЗ по схеме на рис. 6.79 выходной преобразователь напряжение-ток выполнен на ОУ [6.31].

Усилитель имеет два каскада: корректирующий усилитель, формирующий АЧХ записи (*DA1*), и преобразователь напряжение-ток записи (*DA2*). Цепь *R3R4R6C2* формирует характеристику в области частот 1...10 кГц, а *R5R6C3* — в области частот до 20 кГц. Конденсатор *C4* ограничивает подъем частот свыше 20 кГц. Цепь *R4R6C5* совместно с цепью *R2C1* создают небольшой подъем в области НЧ. Коэффициент передачи корректирующего усилителя на частоте 400 Гц равен 1,5.

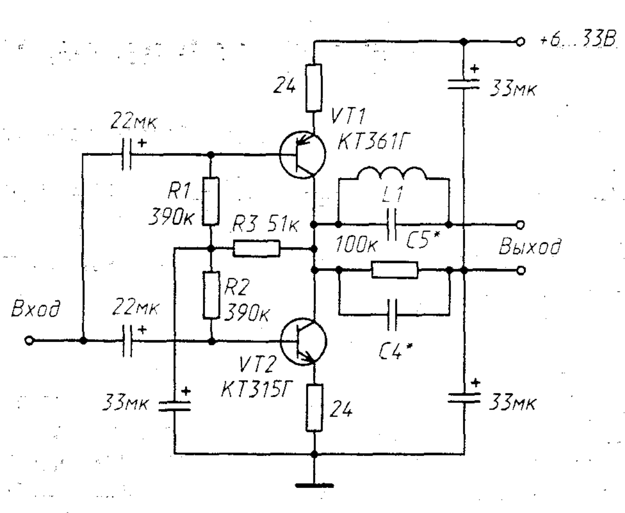


Рис. 6.78. Выходной каскад УЗ

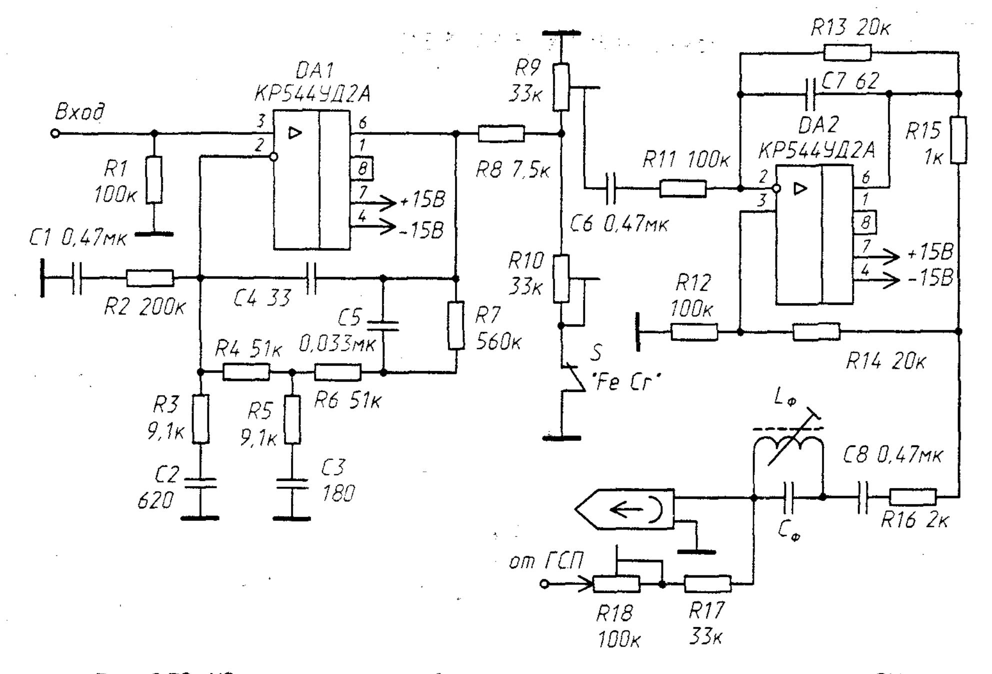


Рис. 6.79. УЗ с выходным преобразователем напряжение-ток на основе ОУ

С выхода корректирующего усилителя сигнал через делитель *R8R9R10*, позволяющий регулировать номинальные токи записи для магнитных лент с различными рабочими слоями, подается на вход преобразователя напряжения в ток записи, выполненного на ОУ *DA2*. Связь между током записи $I_з$ и входным напряжением $U_{вх}$ определяется из выражения $I_з = -\frac{\frac{R_{13}}{R_{11}}U_{вх}}{R_{15}}$. Для правильной работы каскада

обязательно выполнение условия $\frac{R_{13}}{R_{11}} = \frac{R_{14}}{R_{12}}$, то есть резисторы *R11...R14* должны быть подобраны с точностью не более 5%.

Максимальный ток записи, который может обеспечивать преобразователь, определяется соотношением $I_{3\,max} = \frac{U_{вых\,max}}{\sqrt{(R_{15}+R_{16})^2 + Z_г^2}}$, где $Z_г = 2\pi f L_г$ — импеданс магнитной головки (активное сопротивление мало), Ом; $U_{вых\,max}$ — максимальное выходное напряжение, развиваемое ОУ, В.

В УЗ наибольшее усиление требуется на ВЧ, поэтому здесь необходимо применять ОУ с высокими БД и частотой единичного усиления.

Конденсатор *C7* ограничивает усиление каскада на частотах выше 20 кГц. Фильтр $L_ф C_ф$, защищающий преобразователь от сигнала подмагничивания, должен иметь высокую добротность для хорошего подавления, так как преобразователь имеет высокое выходное сопротивление. В свою очередь, высокая добротность контура приводит к относительно небольшой полосе заграждения фильтра $L_ф C_ф$. Это означает, что необходимо предъявлять жесткие требования к стабильности частоты ГСП.

Схемы других УЗ можно найти в [6.33, 6.34].

7. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

УМ предназначены для создания требуемой мощности на нагрузке с определенным сопротивлением. Усиление по мощности определяется произведением коэффициентов усиления по напряжению и току. Точность соответствия формы входного и выходного сигналов зависит от величины искажений. Для УМ чаще всего нормируется коэффициент НИ, быстродействие и связанная с ним полоса усиления полной мощности, отношение сигнал/шум.

Важным параметром УМ является к. п. д. (отношение выходной и потребляемой мощности). С этим параметром связан коэффициент использования напряжения питания (отношение максимальной амплитуды выходного напряжения к напряжению питания).

Чаще всего УМ построены с непосредственной связью каскадов, используя при этом принципы построения ОУ с мощным выходным каскадом. В сочетании с двухполярным источником питания это позволяет избежать применения выходных разделительных конденсаторов большой емкости, неизбежно вносящих частотные искажения на нижней частоте полосы пропускания.

В тех случаях, когда источник питания — однополярный, избежать применения выходных разделительных конденсаторов можно, построив УМ по мостовой схеме. При этом напряжение на нагрузке возрастает практически в два раза, а мощность (при неизменном сопротивлении нагрузки) — приблизительно в четыре.

7.1. Усилители звуковой частоты для переносной аппаратуры

Сложившиеся тенденции к снижению напряжения источников питания бытовой переносной РЭА (до 3...6 В) и повышению выходной мощности, в том числе с целью создания ее запаса для улучшения качества звучания, привели к созданию ряда схем УМ с максимально возможным использованием напряжения питания (рис. 7.1—7.3, 10.9 и др.).

На рис. 7.1 приведена схема УМ звукового сигнала радиоприемника «Лель». Выходной каскад (транзисторы *VT6...VT9*) выполнен по схеме с токовым управлением. Коэффициент усиления по напряжению такого каскада равен

$$K_{вых} \approx \frac{R_{10}}{R_{11}} + 1 = 4 .$$

Смещение для предоконечного каскада создается транзисторами *VT4*, *VT5* в диодном включении. Резистором *R9* можно устанавливать ток покоя оконечного каскада (транзисторы *VT8*, *VT9*).

На рис. 7.2 показана схема УМ звукового сигнала радиоприемника «Селга-309». Ток покоя выходного каскада с токовым управлением (транзисторы *VT5...VT8*) регулируется резистором *R12* в схеме аналога стабилитрона на транзисторе *VT4*. Коэффициент усиления по напряжению этого каскада имеет спад на частотах, определяемых постоянной времени *R17C7* (*R18C8*). Цепи коррекции *R6C5*, *R8C6* обеспечивают устойчивость усилителя.

Схемы УМ звуковых сигналов радиоприемников «Турист-315» и «Гиала-303» — практически одинаковы и отличаются напряжением питания и номиналами некоторых резисторов и конденсаторов (рис. 7.3).

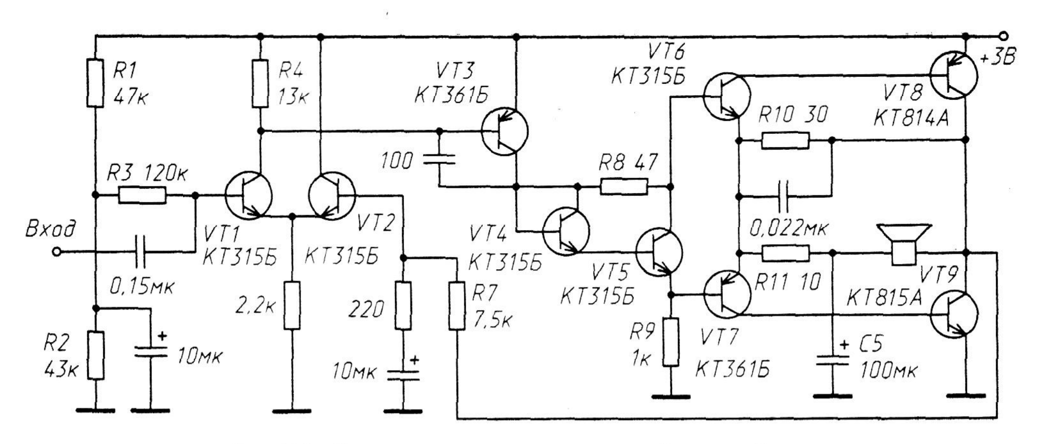


Рис. 7.1. Усилитель мощности радиоприёмника «Лель»

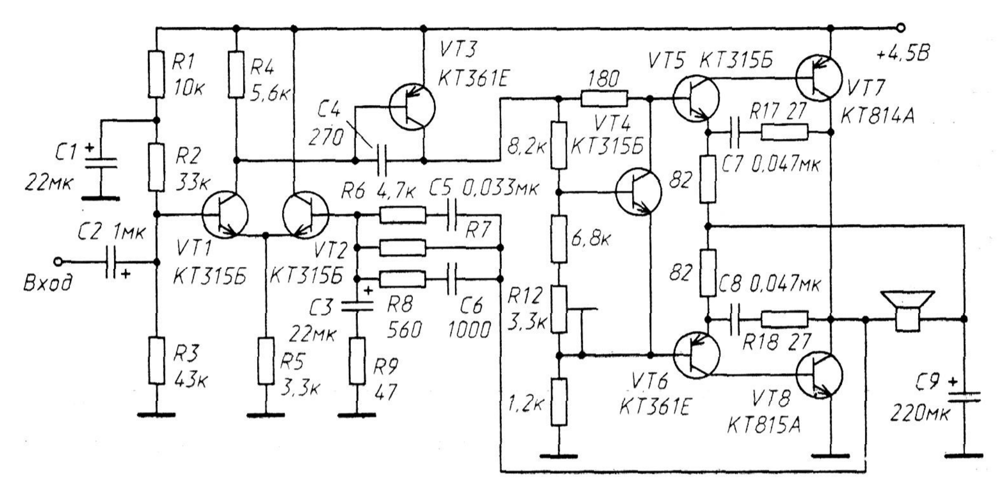


Рис. 7.2. Усилитель мощности радиоприемника «Селга-309». *R7* — 36 к

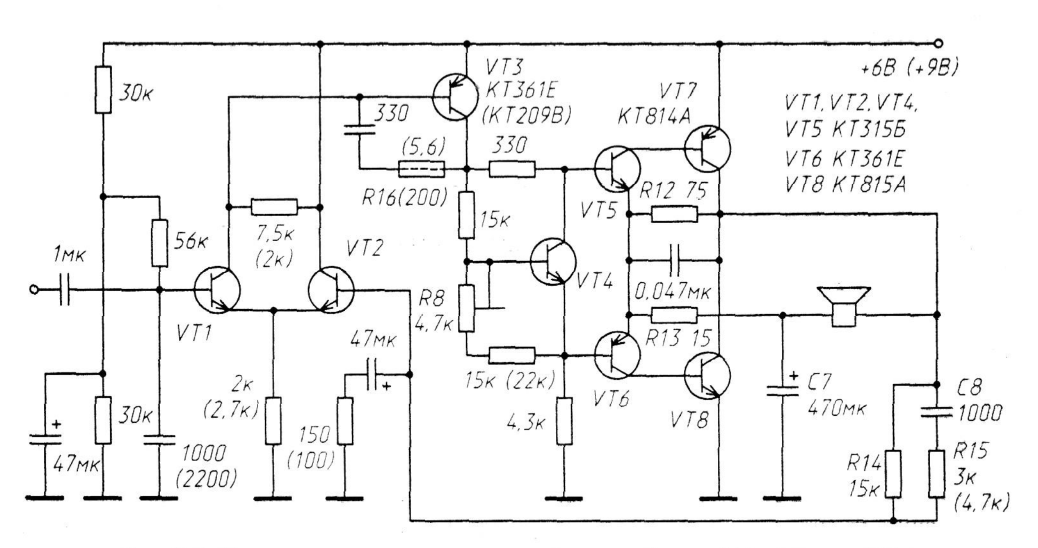


Рис. 7.3. Усилитель мощности радиоприёмника «Турист-315» («Гиала-303»)

В скобках — номиналы элементов УМ радиоприемника «Гиала-303». Еще одно отличие — отсутствие резистора *R16* в схеме радиоприемника «Турист-315» ($R_{16} = 0$).

Выходной каскад с токовым управлением (транзисторы *VT5...VT8*) имеет коэффициент усиления по напряжению, равный 6. Резистором *R8* устанавливается ток покоя оконечного каскада.

Общим для рассмотренных схем является хорошее использование напряжения питания. Максимальная выходная мощность ограничена, естественно, напряжением питания $E_п$ и напряжением насыщения коллектор-эмиттер оконечных транзисторов:

$$P_{max} = \frac{\left(\frac{E_п}{2} - U_{КЭ\,нас}\right)^2}{2R_н}.$$

Особенности усилителей — стабильность коэффициента усиления и отсутствие роста НИ при изменении напряжения питания за счет применения входного ДК, а также достаточной глубины ООС; выходной разделительный конденсатор большой емкости (*C5*, *C9* и *C7* на схемах рис. 7.1—7.3 соответственно) является одновременно блокировочным для транзисторов предоконечного каскада.

7.2. Усилители с выходной мощностью более 10 Вт

В мощных усилителях (более 50 Вт на нагрузке 4 Ом) — большие выходные токи. При построении УМ по традиционной схеме (входной каскад-УН-выходной каскад) следует учитывать, что ток коллектора УН должен быть не менее чем в пять раз больше тока базы транзисторов предоконечного каскада.

В [7.1] анализируются требования к каскадам УМ, обеспечивающим выходную мощность не менее 100 Вт на нагрузке 4 Ом, скорость нарастания выходного напряжения более 30 В/мкс, диапазон рабочих частот 5 Гц...1 МГц при неравномерности АЧХ менее 3 дБ, коэффициент гармоник менее 0,1% на частоте 20 кГц, фазовый сдвиг 18° на частоте 100 кГц. Для этого нужно руководствоваться следующими требованиями:

— граничная частота $f_{гр}$ транзисторов ДК и УН не более 45...50 МГц, лучшими параметрами будет обладать усилитель, у которого $f_{гр\,ДК} \approx 0{,}7 f_{гр\,УМ}$;

— составной транзистор выходного каскада должен состоять не более чем из двух транзисторов; для компенсации недостатка коэффициента усиления по току этого каскада необходимо увеличить ток покоя УН, применив в нем высокочастотные транзисторы средней мощности;

— все каскады усилителя охватываются местной ООС;

— для симметричного усиления сигналов в выходном каскаде необходимо применять только комплементарные пары транзисторов.

На рис. 7.4 приведена схема усилителя, построенного с учетом вышеизложенных требований. Каждый каскад усилителя охвачен местной ООС, введенной с помощью резисторов *R3* и *R5*, *R11*, *R18* и *R19*. УН нагружен на ГСТ, выполненный на СВЧ транзисторе *VT5*. Переменный резистор *R6* балансирует усилитель, *R13* — устанавливает ток покоя (при токе 30 мА искажения типа «ступенька» отсутствуют).

Усилитель обладает очень высокой устойчивостью, в нем нет ни одной запаздывающей ООС. С целью повышения скорости нарастания имеется возможность нейтрализации ООС на ВЧ в ДК за счет подключения конденсатора емкостью 100..1000 пФ между эмиттером транзисторов *VT1* и *VT2*. При этом ухудшается переходная характеристика УМ.

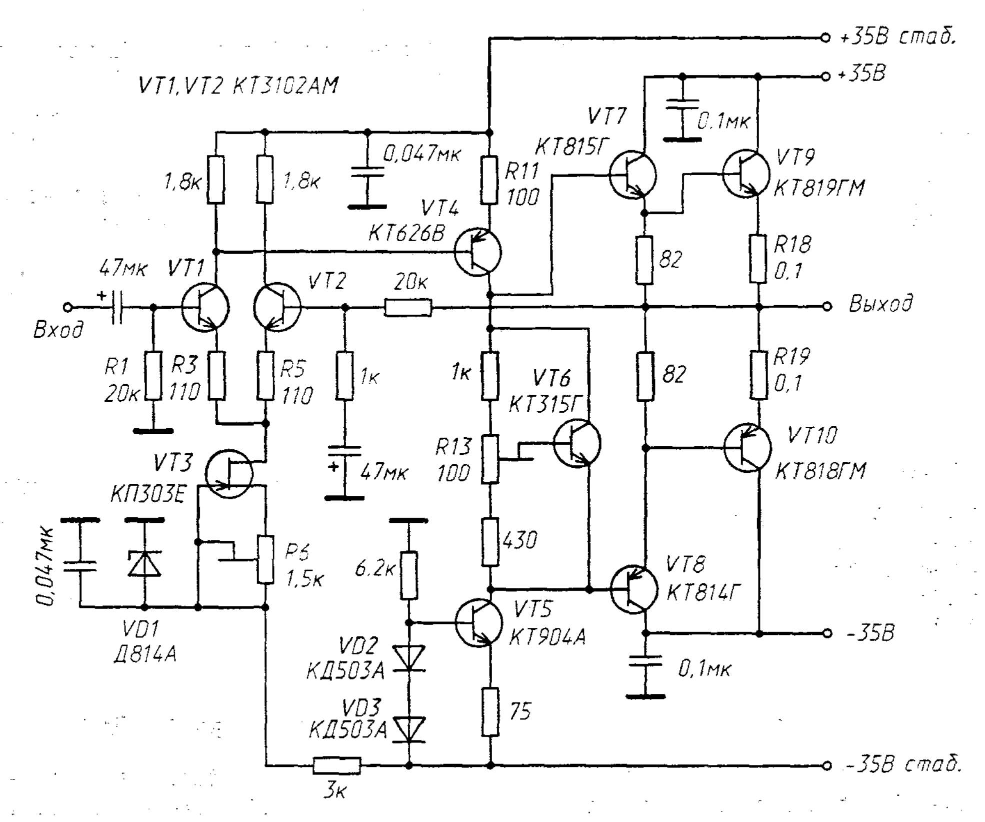


Рис. 7.4. Простой УМ с высоким БД

Дальнейшее улучшение динамических свойств УМ достигается уменьшением крутизны усиления ДК (применение ПТ) либо увеличением частоты единичного усиления $f_т$, определяемой, в основном, частотной характеристикой УН, что возможно при его построении по каскодной схеме (рис. 7.5) [7.2].

Входной ДК выполнен на транзисторах *VT2*, *VT5* с ГСТ на транзисторе *VT3* и активной нагрузкой в виде «токового зеркала» на транзисторах *VT1*, *VT4*. УН выполнен по каскодной схеме на транзисторах *VT6*, *VT7* и охвачен местной ООС (элементы *R8*, *R9*, *C8*). Цепь *R8C8* формирует частотную характеристику УМ для малого сигнала. Нагрузкой УН является ГСТ на транзисторе *VT8*.

Время установления минимизируется подбором емкости корректирующего конденсатора *C7*. Аналог стабилитрона (элементы *VT9*, *R10...R12*) задает начальное смещение на базе транзисторов предоконечного каскада *VT10*, *VT11*. Ток покоя оконечного каскада выбран равным 40 мА и устанавливается резистором *R11*. Резистор *R2* балансирует УМ.

УМ имеет следующие параметры: диапазон рабочих частот 3 Гц...1 МГц при неравномерности ±1 дБ; выходная мощность ≥100 Вт на сопротивлении нагрузки 2...4 Ом; скорость нарастания выходного напряжения не менее 100 В/мкс; коэффициент гармоник менее 0,1% в диапазоне частот до 30 кГц.

За основу УМ на рис. 7.6 взята схема усилителя ТА-АХ4 фирмы Sony [7.3] с небольшими изменениями, связанными с элементной базой СНГ.

В исходном варианте усилителя входной ДК выполнен на согласованной паре транзисторов, имеющих одинаковые параметры (прежде всего $U_{БЭ}$); отечественный аналог такой сборки отсутствует. «Токовое зеркало» на согласованной паре (элемент *DA*) может иметь небольшое предельно допустимое напряжение коллектор-эмиттер.

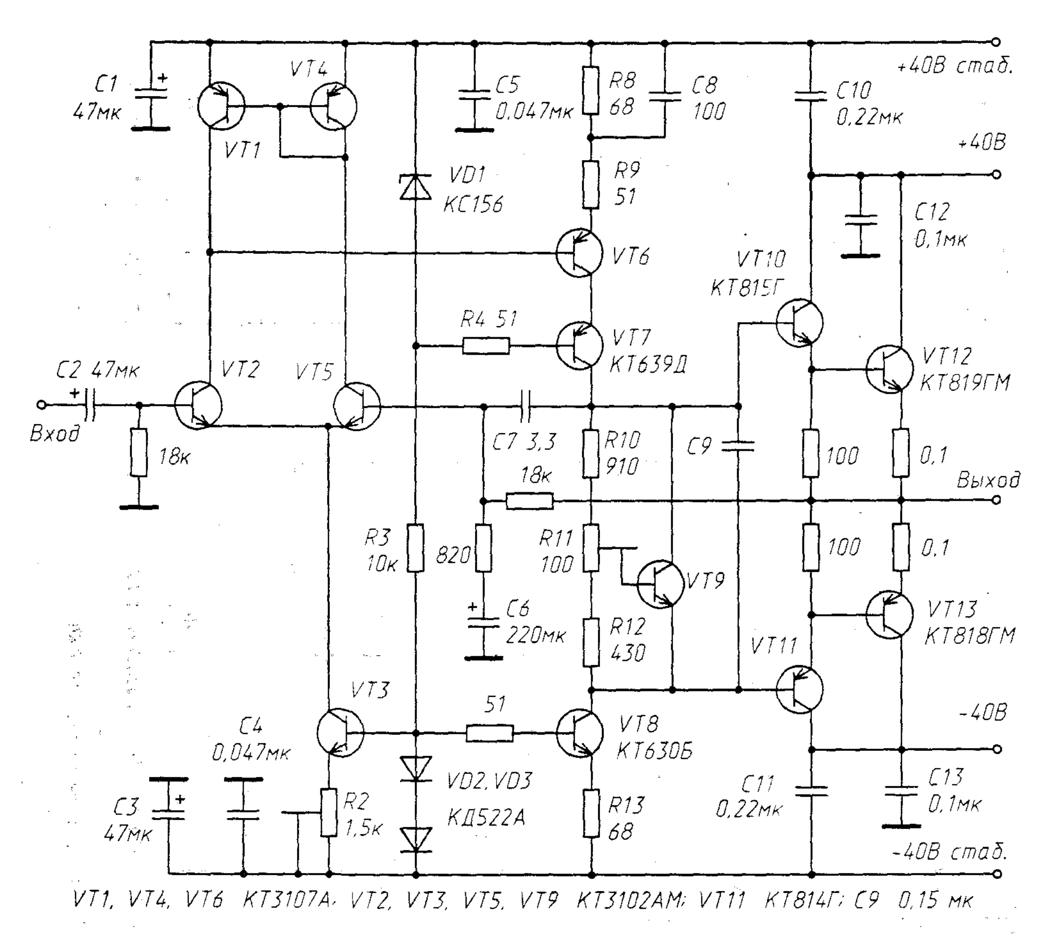


Рис. 7.5. УМ с каскодным УН и быстродействием 100 В/мкс

Каскодный УН (транзисторы *VT6*, *VT7*) нагружен на ГСТ (транзистор *VT4*). Источник напряжения смещения (транзистор *VT5*) и выходной каскад с ускоренным переключением (транзисторы *VT12...VT15*) особенностей не имеют. Транзисторы *VT8...VT11* составляют схему защиты транзисторов выходного каскада от перегрузок по току. Балансировка УМ производится резистором *R2*, ток покоя устанавливается резистором *R16*.

УМ питается от стабилизированного источника напряжения. Параметры УМ: выходная мощность 55 Вт на нагрузке 8 Ом; коэффициент НИ при этой мощности не превышает 0,005%.

В описанном УМ отсутствует разделительный электролитический конденсатор в цепи общей ООС (резисторы *R12*, *R13*), что предполагает достаточную точность статических параметров входного каскада УМ. При возникновении проблем с балансировкой необходимо последовательно с резистором *R12* включить конденсатор емкостью 100 мкФ или применить схему балансировки УМ «Амфитон-AJ-01-У-стерео» (рис. 7.7, резисторы *R3*, *R5*, *R6*, *R8*).

Особенностью УМ рис. 7.7 является включение в каскаде УН транзистора *VT4*, возбуждаемого противофазно сигналами ДК по цепям базы и эмиттера, что удачно сочетает переход от парафазного сигнала ДК к одиночному выходу и хорошее быстродействие при достаточном усилении. УН нагружен на высокое входное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторе *VT5*, имеющего собственную нагрузку — ГСТ на транзисторе *VT6*. Глубина ООС при таком построении

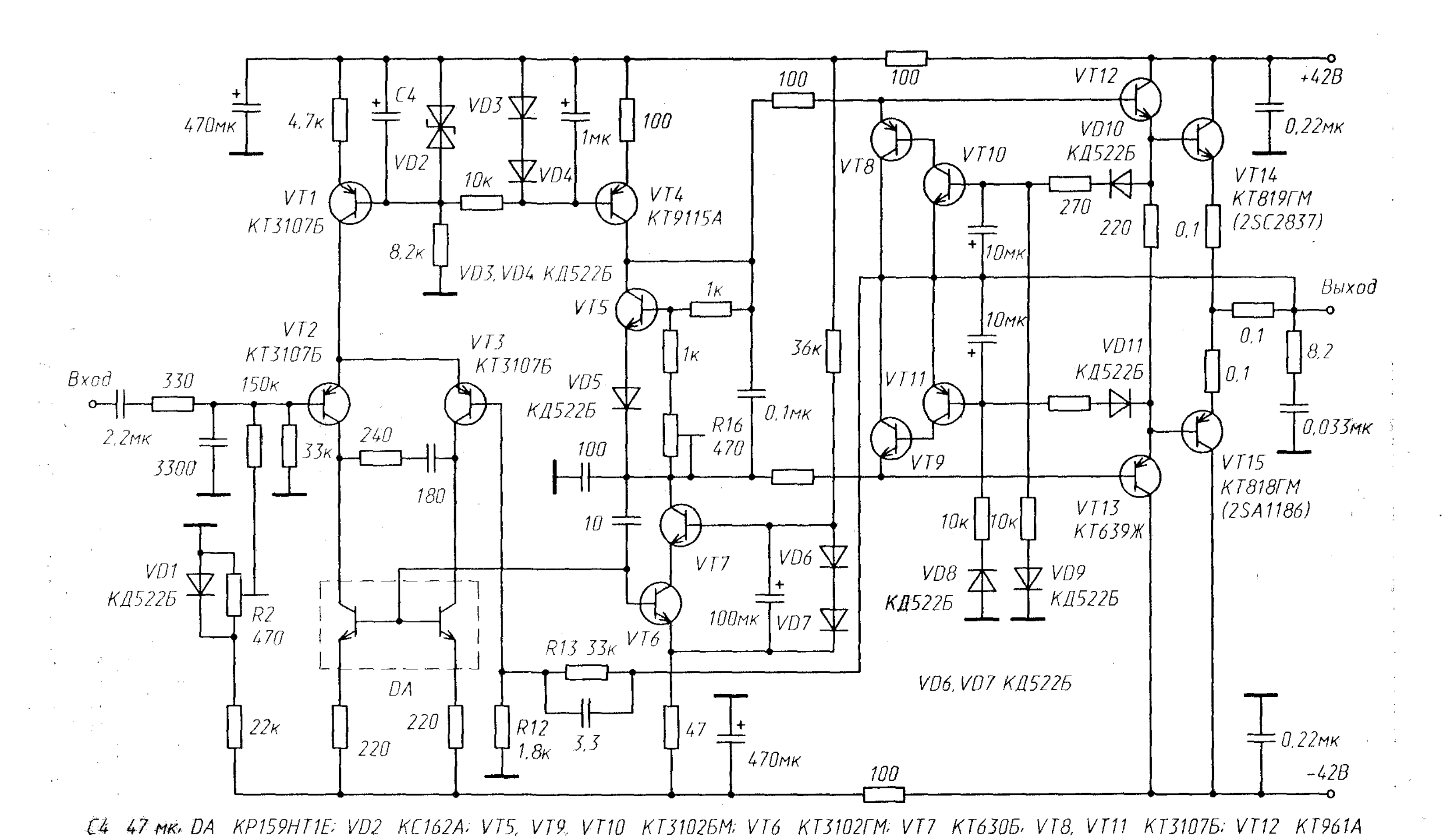
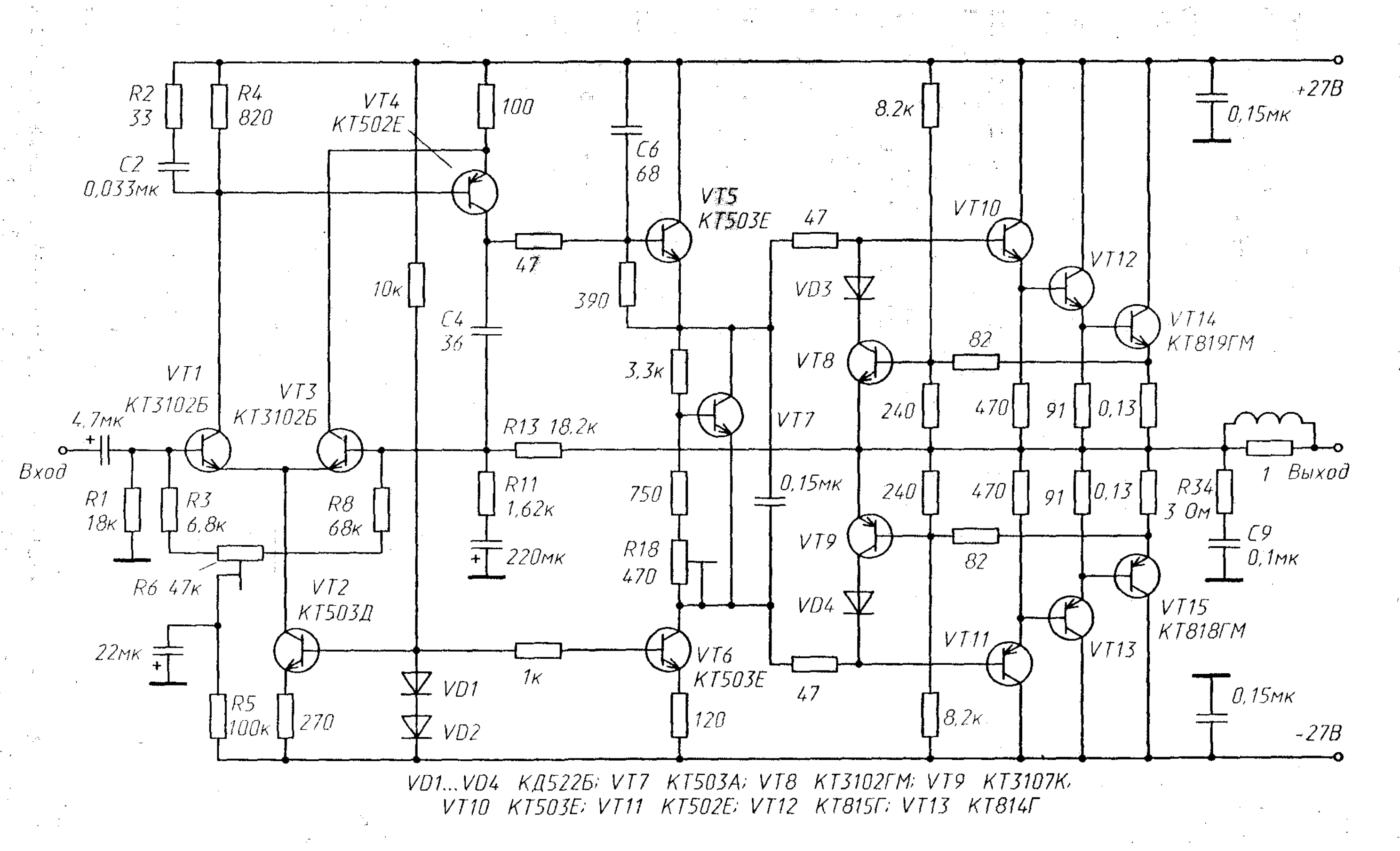


Рис. 7.6. УМ фирмы «Sony» TA-AX4



VD1...VD4 КД522Б; VT7 KT503A; VT8 KT3102ГМ; VT9 KT3107K,
VT10 KT503E; VT11 KT502E; VT12 KT815Г; VT13 KT814Г

Рис. 7.7. УМ «Амфитон-AJ-01-У-стерео»

усилительных каскадов составляет примерно 55 дБ при коэффициенте усиления $1 + \frac{R_{13}}{R_{11}} \approx 12{,}5$.

Выходной трехкаскадный усилитель тока (транзисторы *VT10...VT15*) особенностей не имеет. Ток покоя задается регулировкой резистора *R18* в схеме аналога стабилитрона на транзисторе *VT7*, формирующего напряжения смещения для всего выходного каскада.

Транзисторы *VT8, VT9* и диоды *VD3, VD4* образуют схему защиты оконечного каскада от перегрузок по току. Конденсаторы *C4, C6* и цепи *R2C2, R34C9* корректируют частоту полюсов АЧХ каскадов усиления для обеспечения устойчивости всего УМ.

Основные характеристики УМ: максимальная выходная мощность около 50 Вт на нагрузке 4 Ом; коэффициент гармоник менее 0,1% на частоте 20 кГц; скорость нарастания выходного напряжения около 10 В/мкс.

ДК, использующие ПТ, имеют значительно большее максимально допустимое входное напряжение дифференциального сигнала $U_{гр}$ по сравнению с ДК ранее рассмотренных УМ. Кроме того, другое положительное свойство ДК на ПТ — очень низкие НИ (см. раздел 3.2). В УМ с напряжениями питания, большими ±25 В, входной ДК с ПТ приходится выполнять по каскодной схеме, в которой напряжения стоков фиксируются потенциалом базы БТ с высоким допустимым напряжением коллектор-эмиттер. В результате реализуется дифференциальный каскод ОИ-ОБ, имеющий хорошие высокочастотные свойства (по аналогии с дифференциальным каскодом ОЭ-ОБ).

На рис. 7.8 приведена схема УМ усилителя «Technics SU-45», использующая ДК на полевых транзисторах и реализованная на отечественной элементной базе (показана вместе с блоком регулировки тембра).

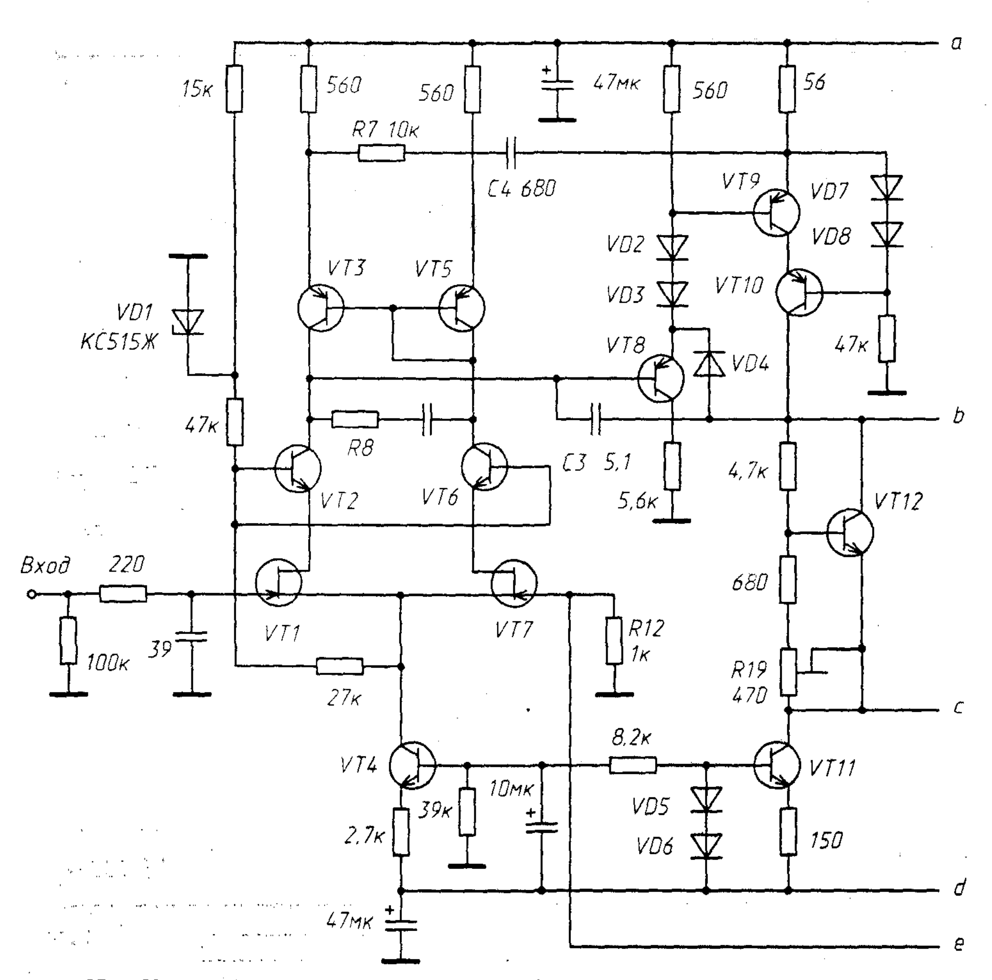
Входной дифференциальный каскод ОИ-ОБ (транзисторы *VT1, VT7* и *VT2, VT6* соответственно) нагружен на «токовое зеркало» (транзисторы *VT3, VT5*) и высокое входное сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторе *VT8*, что позволяет получить достаточно большое усиление (200...300) во входном каскаде. Диоды *VD7, VD8* задают напряжение между коллектором и эмиттером транзистора *VT9* в каскодной схеме УН. При таком включении диодов потенциал базы транзистора *VT10* отслеживает потенциал эмиттера транзистора *VT9*, что улучшает ВЧ свойства УН.

Нагрузка УН — ГСТ на транзисторе *VT11*. В выходном трехкаскадном усилителе тока с ускоренным переключением (транзисторы *VT13...VT18*) ток покоя неработающей половины поддерживается за счет диодов *VD9, VD11, VD12, VD15* и резистора *R23* для верхней по схеме части выходного каскада; *VD10, VD13, VD14, VD16* и резистора *R25* — для нижней. Ток покоя оконечных транзисторов устанавливается резистором *R19*. Цепи *R7C4, R8C3, R31C11* и конденсаторы *C6, C7, C8* формируют АЧХ усилителя и обеспечивают его устойчивость.

Следует заметить, что в усилителе отсутствуют подстроечный резистор установки нуля, а в цепи общей ООС — разделительный конденсатор (последовательно с резистором *R12*), так что глубина ООС по постоянному току может оказаться недостаточной для установки на выходе нулевого напряжения, если ДК не симметричен. В этом случае требуется подстройка резистора *R6* или *R10*. Другое отличие — использование в исходном варианте для питания УМ напряжения ±50 В, что в описанной схеме приведет к снижению надежности, так как максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер транзисторов *VT10, VT14...VT18* равно 100 В.

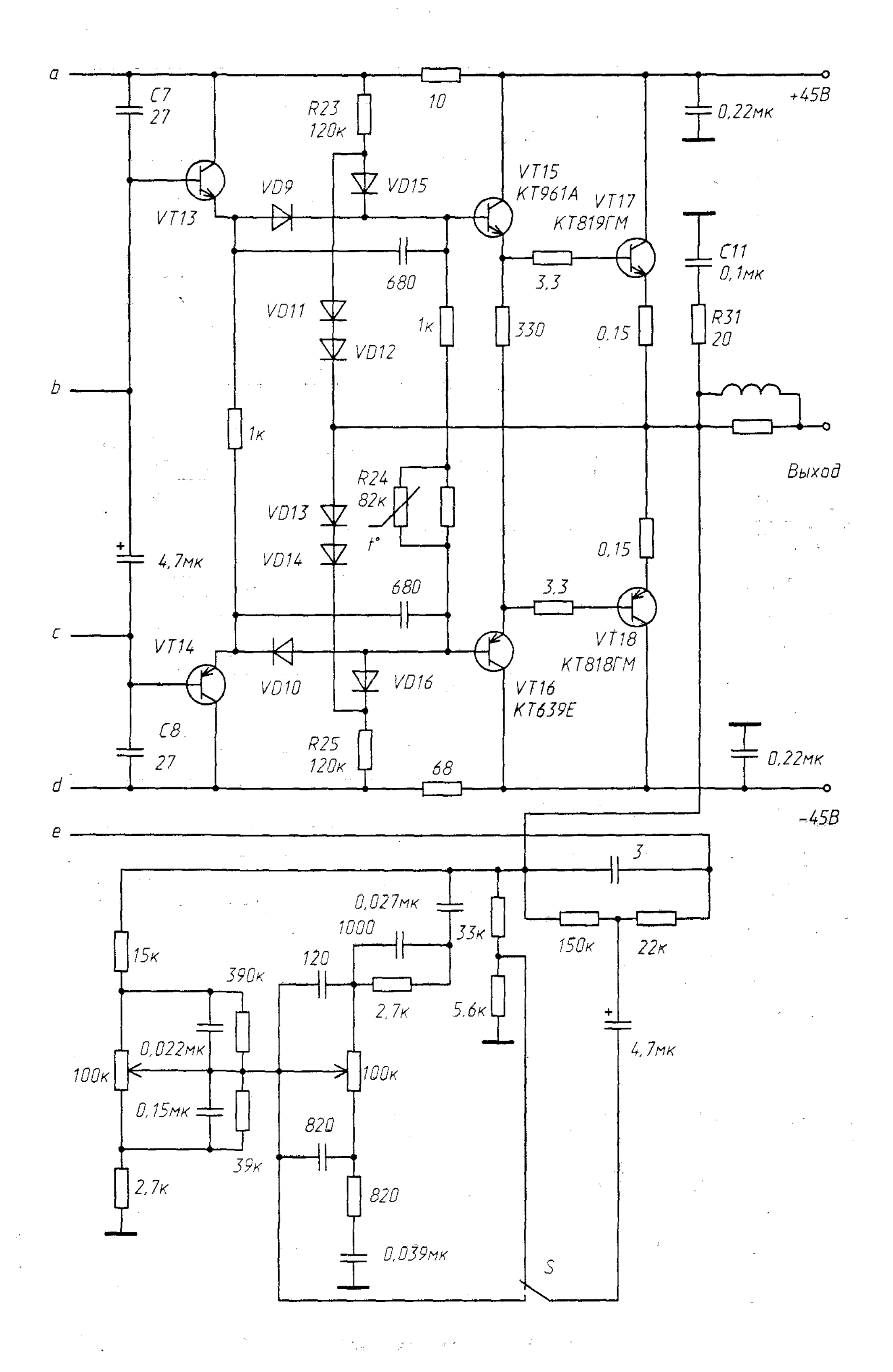
Усилитель имеет основные характеристики: максимальная выходная мощность около 150 Вт на нагрузке 4 Ом; коэффициент гармоник не более 0,003%.

Особенностью УМ рис. 7.9 является двойной ДК для получения полностью симметричной схемы и снижения НИ [7.4]. Каскад УН выполнен на транзисторах



С3 470 пФ; R8 470 Ом; VD2...VD16 КД521Б; VT1, VT7 2П337АР; VT3, VT5 КТ3107Б; VT5 КТ3107Б; VT2, VT4, VT6, VT12 КТ3102БМ; VT8 КТ3107Б; VT9 КТ3107К; VT10 КТ626В; VT11, VT13 КТ630Б; VT14 КТ9115А

Рис. 7.8. УМ «Technics SU-45»


a
b
c
d
e
C7
27
R23
120к
10
+45В
0,22мк
VT13
VD9
VD15
VT15
KT961A
VT17
KT819ГМ
680
3,3
C11
0,1мк
VD11
VD12
1к
330
0,15
R31
20
1к
Выход
R24
82к
t°
VD13
VD14
4,7мк
0,15
680
3,3
VT14
VD10
VD16
VT18
KT818ГМ
VT16
KT639E
C8
27
R25
120к
68
0,22мк
-45В
3
0,027мк
1000
33к
150к
22к
15к
120
390к
2,7к
5,6к
0,022мк
100к
100к
4,7мк
0,15мк
820
39к
2,7к
820
0,039мк
S

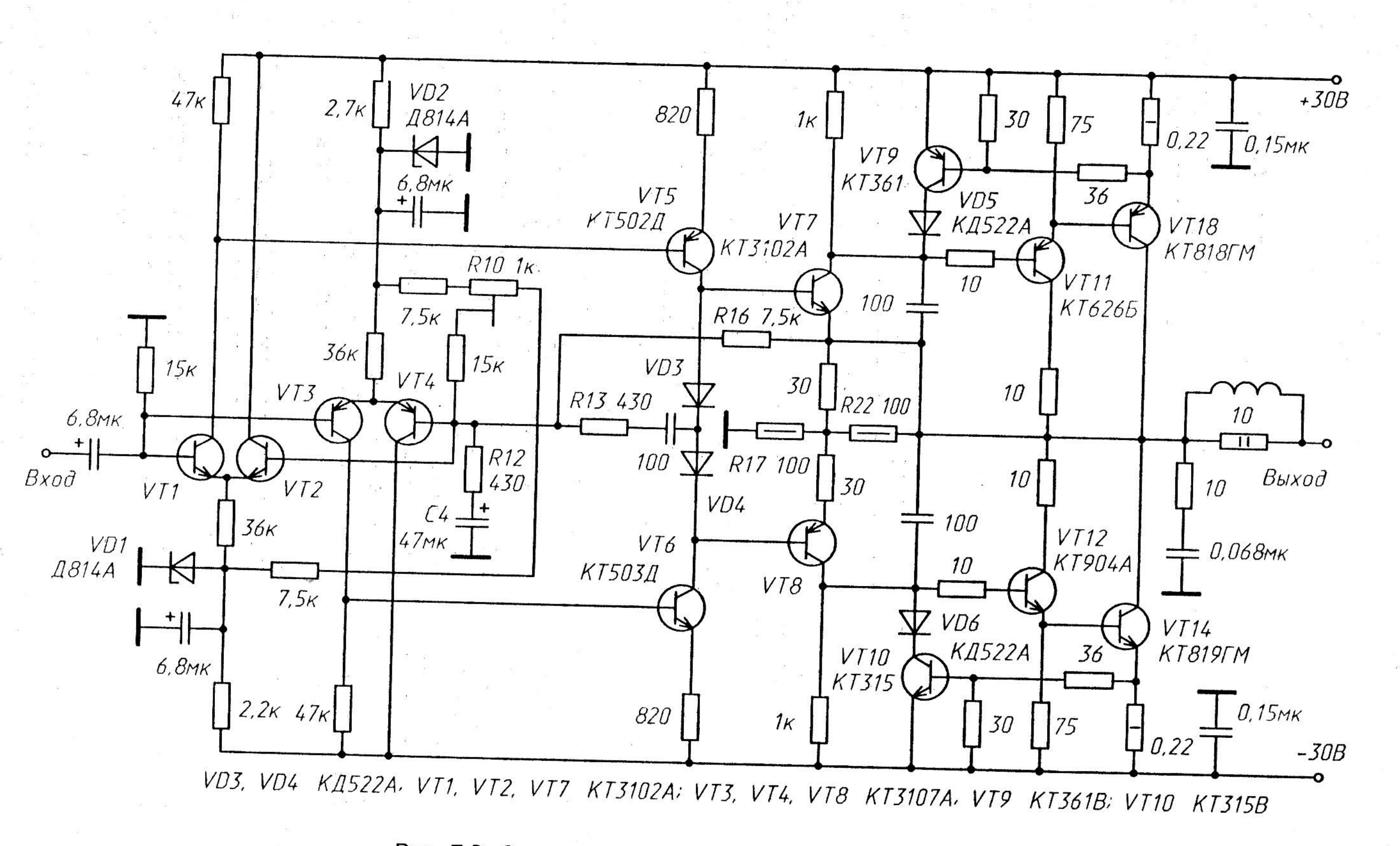


Рис. 7.9. Симметричный УМ с двойным входным ДК

VT5, *VT6*. Диоды *VD3*, *VD4* образуют источник напряжения смещения для транзисторов выходного каскада (*VT7*, *VT8*, *VT11*...*VT14*), выполненного по схеме с усилением напряжения и охваченного местной ООС. Напряжение последней поступает в цепь эмиттеров транзисторов *VT7*, *VT8* через делитель *R22*, *R17*, определяющий коэффициент усиления по напряжению выходного каскада $K_U = 1 + \frac{R_{22}}{R_{17}}$. Глубина этой ООС — более 20 дБ. Ток покоя оконечных транзисторов *VT13*, *VT14* составляет 150...200 мА. Его стабилизация достигается за счет размещения одного из диодов *VD3*, *VD4* на теплоотводе транзисторов *VT13*, *VT14*.

Весь усилитель охвачен общей ООС глубиной 40 дБ, напряжение которой подается через делитель *R13*, *R12*, *C4* с выхода всего усилителя на инвертирующие входы обоих ДК. Балансируется усилитель подстроечным резистором *R10*.

Основные технические характеристики УМ: максимальная синусоидальная выходная мощность около 100 Вт на нагрузке 4 Ом; коэффициент гармоник при мощности 32 Вт на нагрузке 8 Ом менее 0,1%; при мощности 55 Вт на нагрузке 4 Ом — менее 0,15%.

Особенностью УМ рис. 7.10 является наличие многочисленных ООС, как местных, так и охватывающих разное число каскадов усиления с целью получения оптимального распределения усиления по каскадам и результирующей АЧХ при разомкнутой петле общей ООС [7.5].

Выходной каскад по квазикомплементарной схеме двухтактного эмиттерного повторителя охвачен местной параллельной ООС, напряжение которой подается через делитель *R2*, *R26* на базу транзистора *VT7*. Цепи *L4R48* и *C12R50* выравнивают нагрузку выходного каскада на ВЧ и позволяют сделать местную ООС достаточно глубокой. Введение местной ООС расширило полосу пропускания выходного каскада до 1...2 МГц. С целью получения малых КИ ток покоя транзисторов *VT8*, *VT9* выбран равным 40...50 мА, *VT10*, *VT11* — 220..250 мА.

На вход каскада УН (транзисторы *VT4*, *VT5*) подано напряжение ООС через резистор *R23*. Глубина этой ООС — около 15 дБ. Цепь *C8 R29 C9* ослабляет эту ООС на частотах выше 5 МГц. Ток покоя УН равен 25 мА.

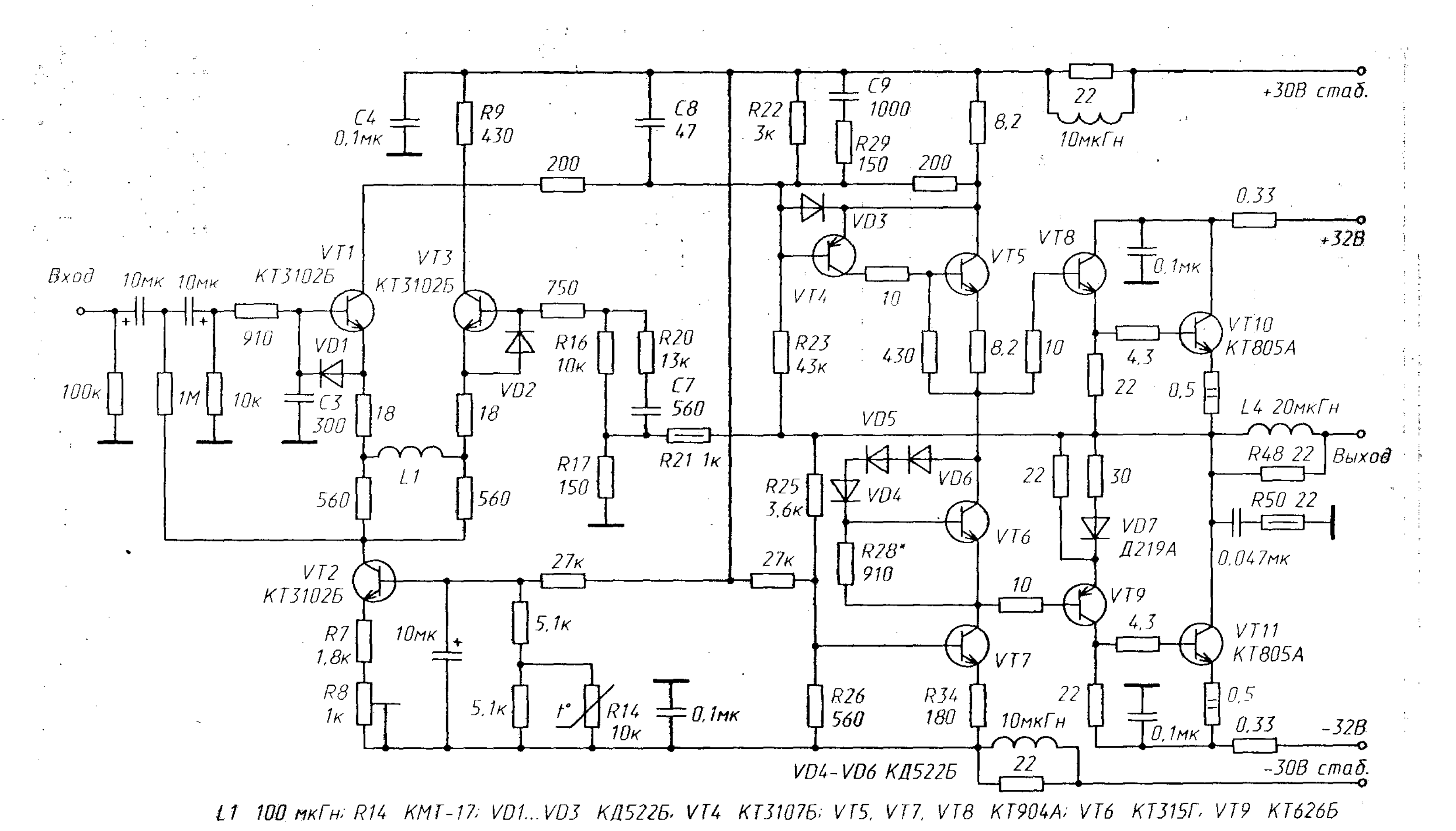
Полоса пропускания входного ДК сужена до 30 кГц за счет включения в эмиттерные цепи транзисторов *VT1*, *VT3* индуктивности *L1* и отделением базы транзистора *VT3* от выхода усилителя резисторами *R16*, *R20*. Цепь *R20C7* осуществляет фазовую коррекцию в области высших частот звукового диапазона. Глубина общей ООС в диапазоне звуковых частот — около 30 дБ.

Усилитель балансируется резистором *R8*. Терморезистор *R14* типа КМТ-17 введен для компенсации дрейфа нуля при изменении температуры. Ток покоя устанавливают подбором резистора *R28*.

Максимальная выходная мощность составляет 35 Вт на нагрузке 8 Ом и 65 Вт на нагрузке 4 Ом; коэффициент гармоник не превышает 0,05% при максимальном выходном напряжении 17 В.

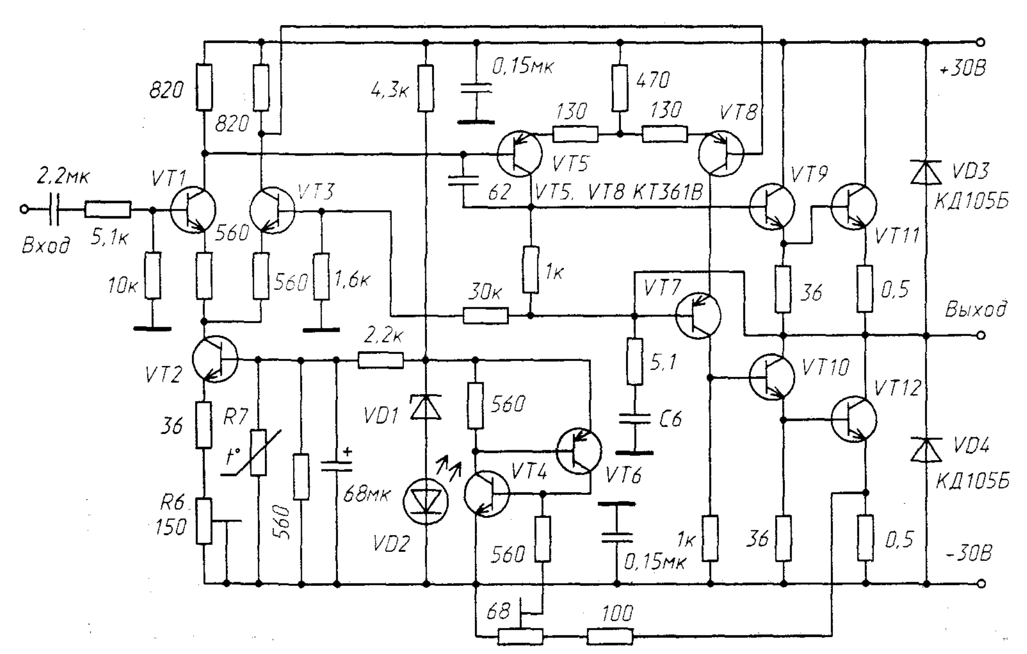
УМ рис. 7.11 [7.15] имеет высокую температурную стабильность режима транзисторов оконечного каскада, что достигнуто за счет управления режимом входного ДК посредством ГСТ на транзисторе *VT2* при помощи датчика температуры — терморезистора *R7* (типа ММТ-1), приклеенного к теплоотводу одного из оконечных транзисторов *VT11*, *VT12*.

Второй ДК (транзисторы *VT5*, *VT8*) усиливает напряжение, одновременно формируя парафазный выходной сигнал для выходного каскада (эмиттерные повторители *VT9*, *VT11* и каскад ОЭ-ОК на БТ *VT10*, *VT12*). Ток покоя оконечных транзисторов — около 200 мА. Транзистор *VT7* включен по схеме с ОБ, образуя вместе с транзистором *VT8* каскод, так что во втором ДК становится возможным применение транзисторов с невысоким напряжением коллектор-эмиттер. Транзи-



L1 100 мкГн; R14 КМТ-17; VD1...VD3 КД522Б, VT4 КТ3107Б; VT5, VT7, VT8 КТ904А; VT6 КТ315Г, VT9 КТ626Б

Рис. 7.10. УМ с оптимальным покаскадным усилением



C6 0,01 мк, R7 4,7 к; VD1 КС156А; VD2 АЛ102Б; VT1...VT3 КТ315В;
VT4 КТ315Б; VT6 КТ203А; VT7 КТ361В; VT9, VT10 КТ904А; VT11, VT12 КТ903Б

Рис. 7.11. УМ с высокой температурной стабильностью

сторы *VT4*, *VT6* образуют схему защиты от перегрузок по току коллектора оконечных транзисторов, шунтирующих источник напряжения (стабилитрон *VD1* и светодиод *VD2*), что отключает ГСТ на транзисторе *VT2*. Это, в свою очередь, приводит к закрыванию всех транзисторов усилителя, перегрузка которого индицируется отсутствием свечения светодиода *VD2*.

Основные параметры УМ: максимальная выходная мощность около 65 Вт на нагрузке 4 Ом; коэффициент гармоник при мощности 36 Вт на нагрузке 4 Ом составляет 0,03%.

Особенностью УМ рис. 7.12 является применение двухтактных каскодных схем ОИ-ОБ и мощных полевых транзисторов в выходном каскаде [7.6], что позволяет получить высокое быстродействие (до 75 В/мкс).

Ток покоя первого каскада составляет I_0 = 3 мА. Сопротивления резисторов *R9* и *R10* зависят от этого тока:

$$R_9 = R_{10} = |U_{\text{отс}}| \frac{1 - \sqrt{\dfrac{I_0}{I_{\text{С н}}}}}{I_0},$$

где $U_{\text{отс}}$ и $I_{\text{С н}}$ — соответствующие параметры ПТ *VT1*, *VT2*, которые должны быть предварительно подобраны с целью получения в точке соединения резисторов *R9*, *R10* потенциала, близкого к нулю. Основной недостаток такого каскада — значительная чувствительность к пульсациям напряжения питания, что требует обязательной его стабилизации.

Второй каскад УМ выполнен также по двухтактной каскодной схеме ОИ-ОБ. Выходной каскад выполнен по схеме ОК-ОС (транзисторы *VT9*, *VT11*) и ОЭ-ОИ (транзисторы *VT10*, *VT12*).

VT6 КП303Д; VT9 КТ315И

Рис. 7.12. УМ с симметричной каскодной схемой ОИ-ОБ и мощными выходными МОП-транзисторами

Весь УМ охвачен ООС по постоянному току через резистор *R13* в точку соединения резисторов *R9*, *R10*; тем самым обеспечивается необходимая термостабильность УМ. По переменному току глубина ООС меньше: коэффициент усиления по напряжению $K_U = 1 + \frac{R_{12}}{R_{13}}$.

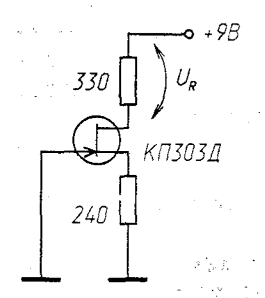


Рис. 7.13. Измерительная схема для подбора ПТ

ПТ первого каскада *VT1*, *VT2* необходимо предварительно подобрать, используя при этом схему рис.7.13 (с изменением полярности при подборе ПТ КП103). Для УМ пригодны ПТ, у которых U_R = 1...1,1 В. ПТ второго каскада *VT5*, *VT6* подбираются по начальному току стока, который должен быть в пределах 5,5...7 мА.

Ток покоя оконечных ПТ устанавливается резистором *R16* в пределах 150...200 мА. Балансируется УМ резистором *R7*. Конденсатор *C4* подбирается по отсутствию выбросов на переходной характеристике, контролируемой осциллографом на нагрузке 8 Ом при усилении импульсного сигнала.

К недостаткам УМ следует отнести низкую максимальную синусоидальную мощность (10 Вт на нагрузке 8 Ом) и необходимость предварительного подбора ПТ.

7.3. Применение интегральных операционных усилителей

Практически все нижеприведенные УМ с использованием ОУ имеют выходной каскад, усиливающий как ток, так и напряжение. Без усиления последнего амплитуда выходного сигнала ОУ оказывается недостаточной для многих применений УМ.

Выходной каскад УМ рис. 7.14 [7.7] построен по схеме ОЭ-ОЭ, работает в режиме В и имеет коэффициент усиления по напряжению $K_U = 1 + \frac{R_{12}}{R_9}$.

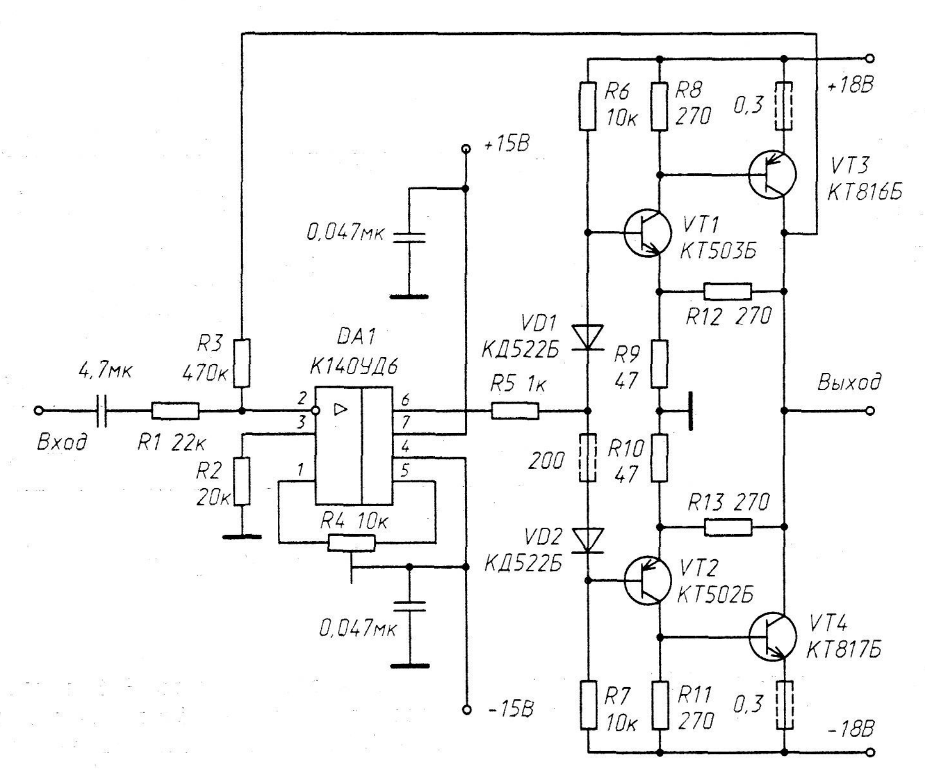


Рис. 7.14. УМ на основе ОУ с выходным каскадом ОЭ-ОЭ

При необходимости перевести выходной каскад в режим АВ необходимо включить последовательно с диодом *VD1* или *VD2* резистор (примерно 200 Ом для тока покоя 100 мА), а в цепи эмиттеров оконечных транзисторов — резисторы для ООС по току покоя (0,1...0,3 Ом). Балансируется УМ резистором *R4*.

Основные технические характеристики усилителя: максимальная выходная мощность на нагрузке 8 Ом составляет 18 Вт; коэффициент гармоник при выходной мощности 4 Вт на частотах 100 Гц, 1, 10 и 20 кГц соответственно менее 0,4%, 0,7%, 0,4%, 0,5%.

В УМ (схемы рис. 7.15) используется выходной каскад с токовым управлением. Как было изложено выше, такой выходной каскад имеет низкие НИ при малых токах покоя.

В УМ (рис. 7.15,*а*) выходной каскад работает в режиме В, устанавливаемым резисторами *R7*, *R8* по напряжению $U_{БЭ}$ = 0,4...0,5 В транзисторов *VT1*, *VT2* [7.8]. Конденсатор *C8* снижает усиление выходного каскада на высоких частотах. Цепь *R10C7* уменьшает КИ, минимизировать которые можно подбором резистора *R10*.

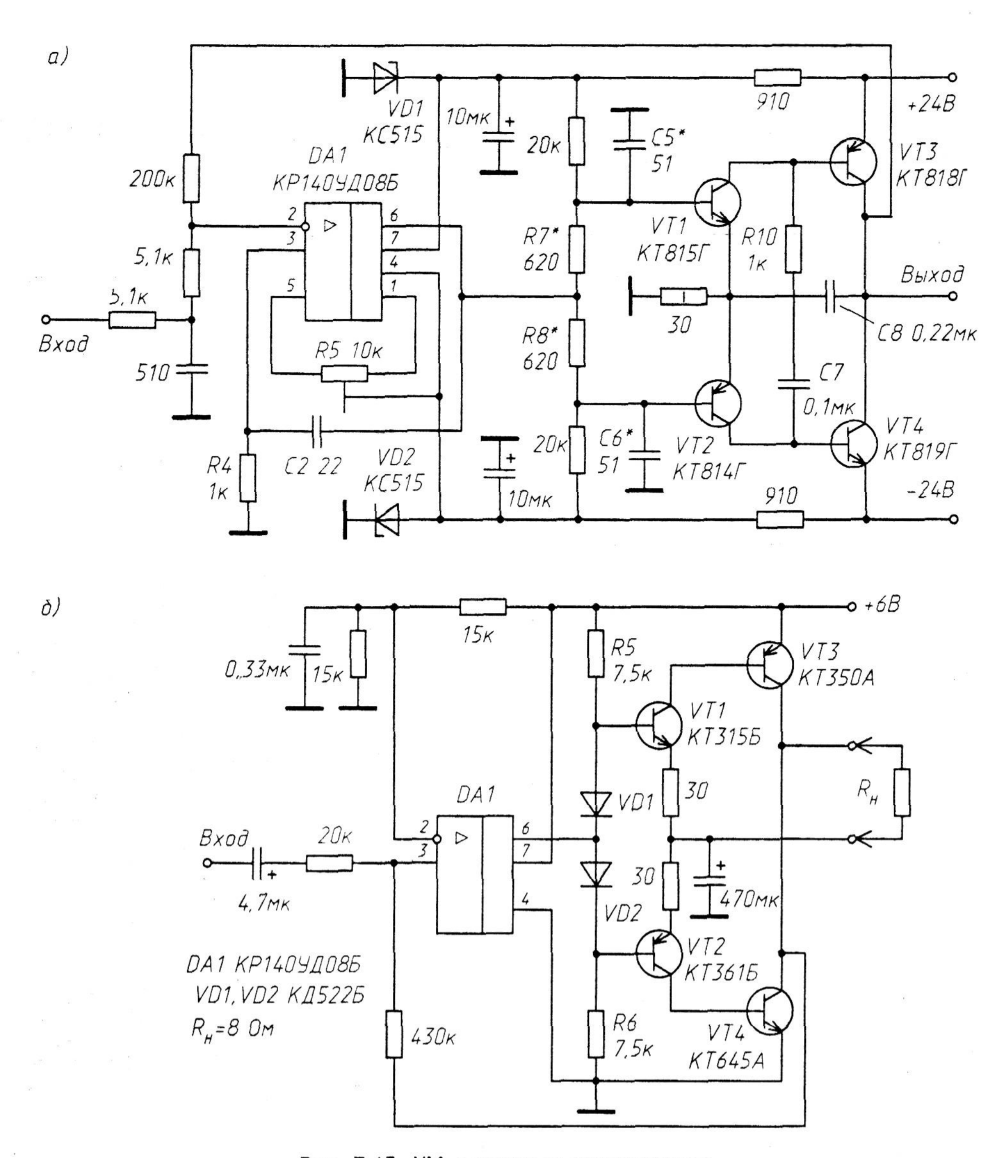


Рис. 7.15. УМ с токовым управлением:
а — выходной каскад в режиме В, *б* — выходной каскад в режиме АВ с малым током покоя

Цепь *R4C2* реализует ПОС между выходом ОУ и неинвертирующим входом, что улучшает переходную характеристику усилителя, регулируемую резистором *R4*. Балансируется УМ резистором *R5*, предназначенным для балансировки ОУ.

Основные характеристики УМ: максимальная выходная мощность 60 Вт на нагрузке 4 Ом; скорость нарастания выходного напряжения 12 В/мкс; величина выброса переходной характеристики 5%; коэффициент НИ при мощности 40 Вт на нагрузке 4 Ом при частоте 1 кГц не превышает 0,08%, на частоте 20 кГц — 0,17%.

Выходной каскад усилителя (рис. 7.15,*б*) работает в режиме АВ с малым током покоя (1...5 мА), который можно устанавливать с хорошей повторяемостью изменением сопротивлений резисторов *R5* = *R6*, за счет небольшого изменения падения напряжения на диодах *VD1*, *VD2*. Аналогичный выходной каскад применяется в усилителях рис. 7.2, 10.9.

Основные характеристики усилителя: максимальная синусоидальная выходная мощность 350 мВт на нагрузке 8 Ом; скорость нарастания выходного напряжения не менее 3 В/мкс; коэффициент гармоник не более 0,1 % на частоте 5 кГц.

В УМ рис. 7.16 для повышения мощности в нагрузке используется выходной каскад из шести транзисторов (*VT2...VT7*) [7.9].

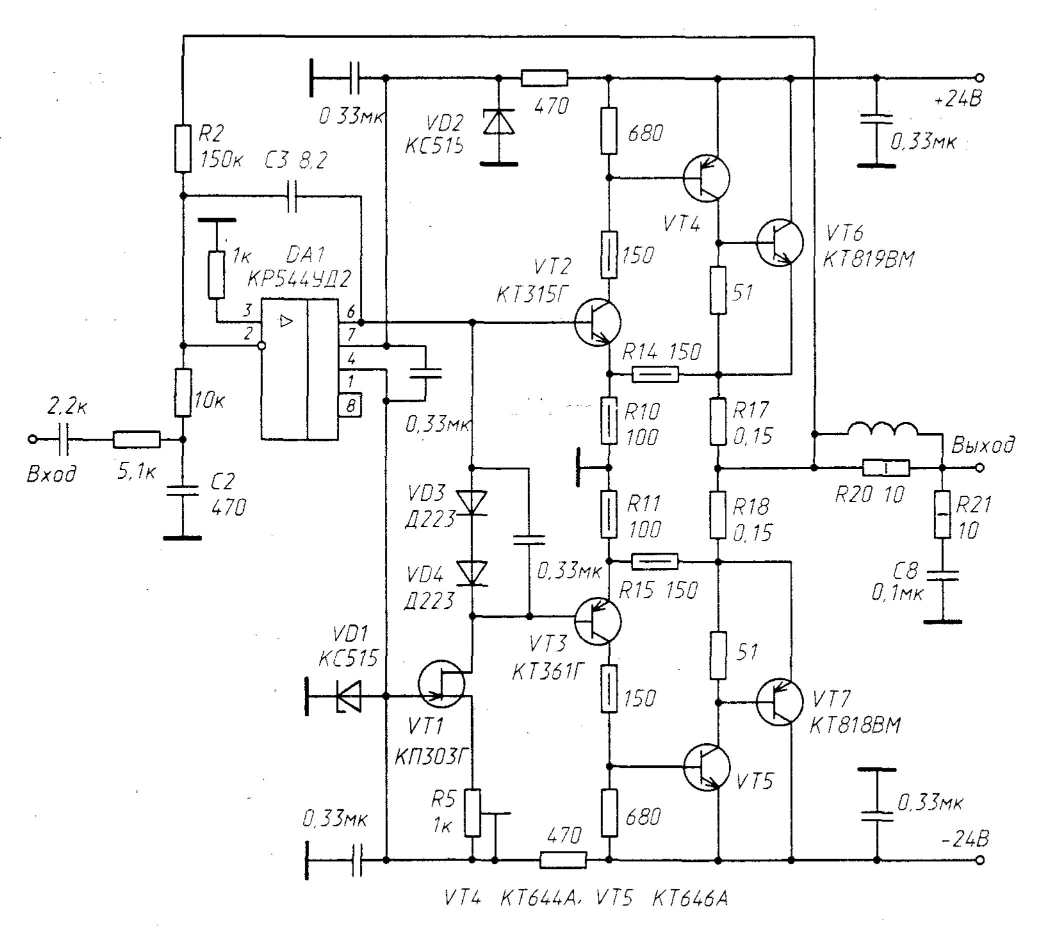


Рис. 7.16. УМ с выходным каскадом по схеме ОЭ-ОЭ-ОК

Конденсатор *С3* снижает частоту среза ОУ и гарантирует отсутствие самовозбуждения усилителя при охвате его общей ООС через резистор *R2*. Цепь *R1C2* ограничивает спектр входного сигнала и препятствует перегрузке каскадов УМ высокочастотными помехами.

ГСТ на транзисторе *VT1* переводит выходной каскад ОУ в режим А и создает стабильное падение напряжения на диодах *VD3*, *VD4*, определяющее ток покоя оконечных транзисторов в пределах 150...200 мА, что устанавливается резистором *R5*.

Выходной каскад охвачен местными ООС через делители *R14R10* и *R15R11*, напряжения которых снимаются с резисторов *R17* и *R18*, являющимися датчиками тока покоя оконечных транзисторов. В этом случае, кроме ООС по напряжению сигнала, действует еще и ООС по току покоя, стабильность которого получается очень высокой вне зависимости от температуры кристаллов оконечных транзисторов, поэтому устанавливать на их радиаторах какие-либо элементы тепловой ООС не требуется. Диоды *VD3*, *VD4* компенсируют температурный дрейф напря-

жений база-эмиттер транзисторов *VT2*, *VT3* при изменении температуры окружающей среды.

Корректирующая цепь *L1*, *R20*, *C8*, *R21* исключает самовозбуждение усилителя при значительных реактивных составляющих сопротивления нагрузки.

Отсутствие постоянного напряжения на выходе УМ обеспечивается статической точностью ОУ, напряжение смещения нуля которого не превышает 15 мВ. При необходимости можно воспользоваться соответствующими схемами балансировки этого напряжения для более точной его установки.

Основные технические характеристики УМ: максимальная выходная мощность 50 Вт на нагрузке 4 Ом; коэффициент гармоник в диапазоне частот 20 Гц...20 кГц при выходной мощности 50 Вт на нагрузке 4 Ом не более 0,03%; скорость нарастания выходного напряжения не менее 20 В/мкс.

В УМ по схеме рис. 7.17 выходной каскад управляется изменением тока в цепях питания ОУ [7.10]. Такое включение позволяет повысить скорость нарастания выходного напряжения, поскольку ОУ используется в малосигнальном режиме.

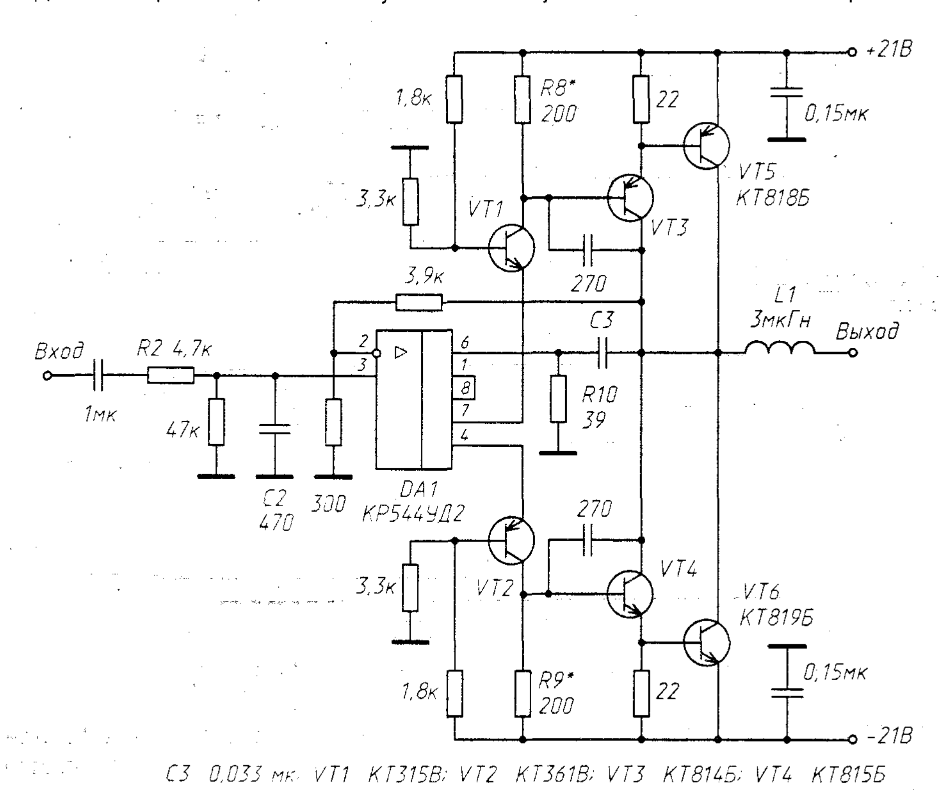


Рис. 7.17. УМ с использованием ОУ в малосигнальном режиме

ОУ питается через транзисторы *VT1*, *VT2*, которые снижают напряжение питания до значений ±(14...15) В. Токи коллекторов этих транзисторов создают падения напряжения на резисторах *R8* и *R9*, обеспечивающие напряжение смещения на базах транзисторов *VT3*, *VT4* и *VT5*, *VT6*. При этом напряжения смещения транзисторов оконечного каскада выбраны равными 0,35...0,4 В для обеспечения режима В при повышении напряжения питания на 10...15 % и перегреве на 60...80 °С.

ФНЧ (цепь *R2C2*) и ФВЧ (цепь *C3R10*) с частотами среза около 60 кГц предотвращают работу сравнительно низкочастотных транзисторов *VT3*...*VT6* на более высоких частотах. Конденсаторы *C4*, *C6* корректируют частоту среза пре-

доконечного и оконечного каскадов. Индуктивность *L1* обеспечивает устойчивость работы УМ при значительной емкостной нагрузке.

Основные технические характеристики УМ: максимальная синусоидальная выходная мощность при сопротивлении нагрузки 4 Ом составляет 42 Вт; коэффициент гармоник при мощности 30 Вт на нагрузке 4 Ом и 15 Вт на нагрузке 8 Ом в диапазоне частот 20...20000 Гц не превышает 0,01%.

В УМ на рис. 7.18 транзисторы предоконечного каскада включены по схеме с ОБ; составные оконечные — по схеме с ОЭ [7.11]. Такой выходной каскад имеет малые НИ.

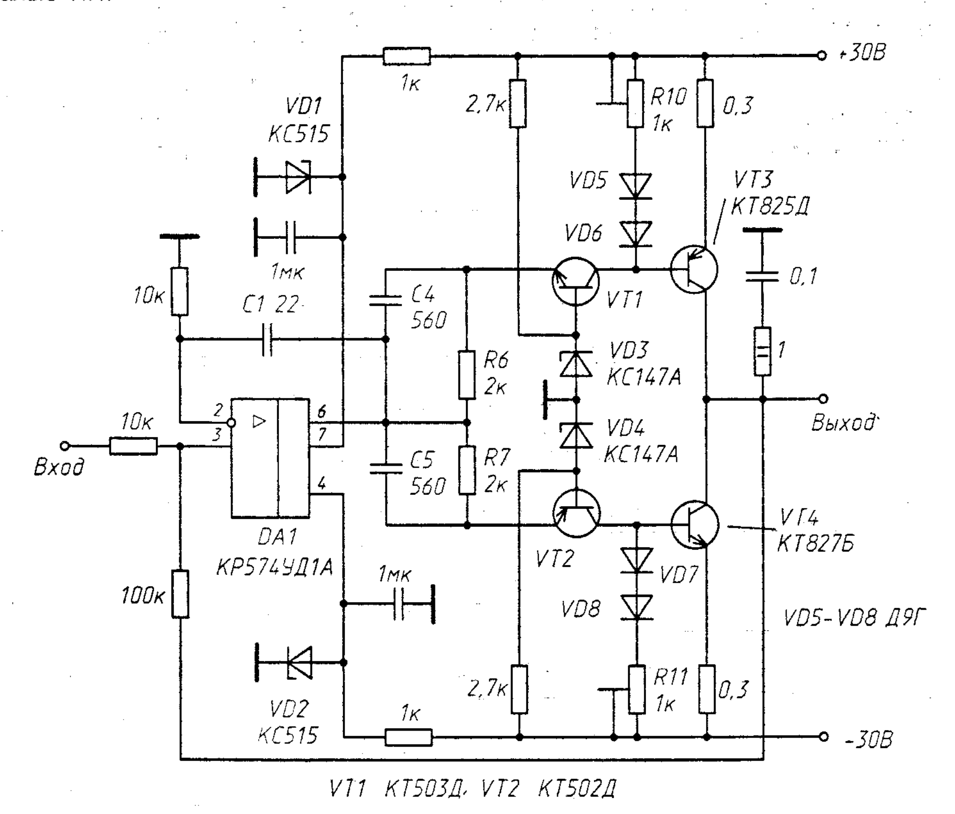


Рис. 7.18. УМ с выходным каскадом по схеме ОБ-ОК-ОЭ

Для предотвращения динамических искажений спектр входного сигнала должен быть ограничен частотой 100 кГц. Конденсатор *C1* обеспечивает устойчивость усилителя.

Конденсаторы *C4* и *C5*, блокирующие резисторы *R6* и *R7*, ускоряют переключение транзисторов оконечного каскада, ток покоя которого составляет 150...200 мА. Его регулировка производится резисторами *R10*, *R11* от их начального нулевого сопротивления. Стабилизация тока покоя достигнута за счет обеспечения теплового контакта диодов *VD5*...*VD8* с радиаторами оконечных транзисторов.

Основные технические характеристики УМ: максимальная синусоидальная выходная мощность 90 Вт на нагрузке 4 Ом; коэффициент гармоник на частотах 200 Гц, 2 кГц и 20 кГц соответственно менее 0,01%, 0,018% и 0,18%; скорость нарастания выходного напряжения не менее 17 В/мкс.

В УМ рис. 7.19 ОУ нагружен на высокое входное сопротивление каскада ОК-ОБ (транзисторы *VT1*, *VT2*), усиливающего ток и напряжение, а также имеющего хорошие высокочастотные свойства, как и любая каскадная схема.

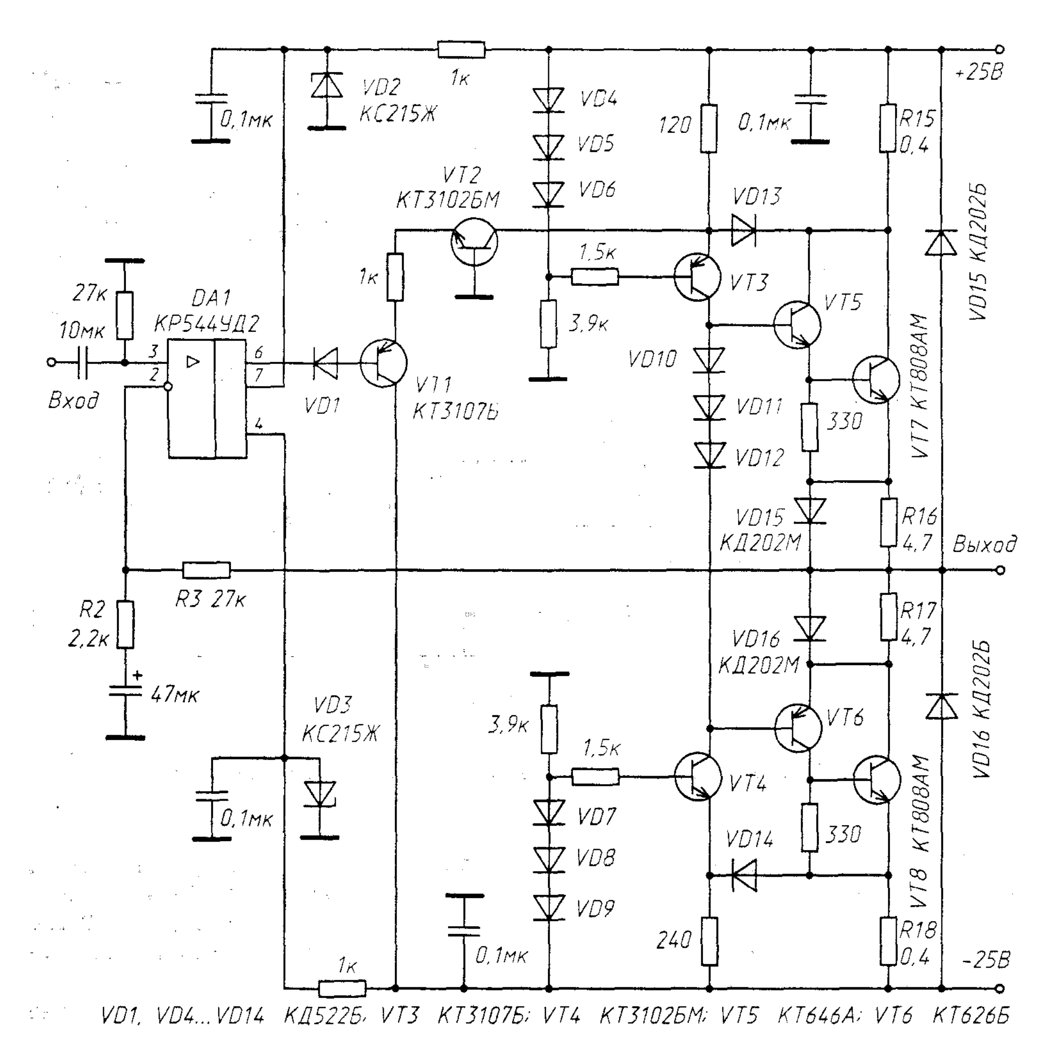


Рис. 7.19. УМ с ОУ, нагруженным на каскод ОК-ОБ

Источник тока на транзисторе *VT3* одновременно является каскадом с ОБ, нагруженным на другой источник тока на транзисторе *VT4*. Стабильность тока покоя выходного квазикомплементарного каскада обеспечивается за счет относительно большого сопротивления эмиттерных резисторов *R16*, *R17*, зашунтированных мощными диодами *VD15*, *VD16* для снижения потери выходной мощности. Диоды *VD13*, *VD14* обеспечивают защиту оконечных транзисторов от перегрузок по току, датчиками которого являются резисторы *R15*, *R18* ($I_{max} \approx \frac{1{,}7}{R_{15}}$).

Максимальная синусоидальная мощность на нагрузке 4 (8) Ом составляет 18 (12) Вт, коэффициент гармоник в полосе частот 5 Гц...45 кГц не превышает 0,1 %.

Основой УМ рис. 7.20 является схема [7.12]. Отличие заключается в применении более современной элементной базы.

Выходной каскад УМ инвертирует напряжение, поэтому входной сигнал поступает через ФНЧ с частотой среза около 20 кГц (цепь *R1C2R2*) на инвертирующий вход ОУ, а сигнал общей ООС через делитель *R5*/*R4*, *C3* — на неинвертирующий вход. Конденсатор *C4* служит для фазовой коррекции на частотах выше 130 кГц.

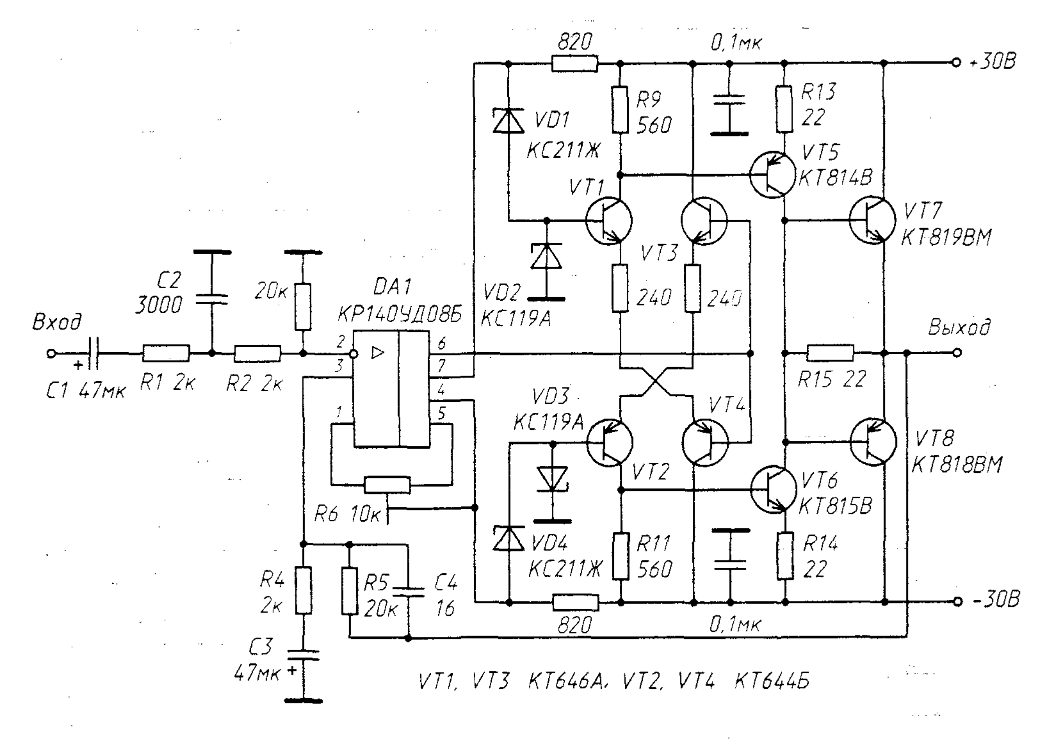


Рис. 7.20. УМ с выходным симметричным каскодом ОК-ОБ-ОЭ-ОК

Следующий каскад — двухтактный по схеме ОК-ОБ с частотой среза около 4 МГц на транзисторах *VT3*, *VT2* и *VT4*, *VT1* соответственно. Предоконечный двухтактный каскад (транзисторы *VT5*, *VT6*) охвачен местными ООС по току (резисторы *R13*, *R14*) и имеет ток покоя около 30 мА (при температуре + 60 °С ток увеличивается до 50 мА). Частота среза этого каскада около 130 кГц.

Оконечный каскад — двухтактный эмиттерный повторитель в режиме В без начального смещения. Транзисторы *VT7*, *VT8* этого каскада включаются для соответствующих полуволн усиливаемого сигнала при падении напряжения на резисторе *R15* свыше 0,6 В. До этого момента ток в нагрузке обеспечивается предоконечным каскадом.

При емкости нагрузки свыше 1000 пФ для сохранения устойчивости между нагрузкой и выходом УМ необходимо включить параллельно соединенные индуктивность 3...5 мкГн и резистор 10...20 Ом.

Такое построение предоконечного и оконечного каскадов нельзя признать удачным, так как на резисторах *R13*, *R14* падает значительное напряжение за счет базового тока транзисторов *VT7* и *VT8* соответственно. В результате на эту величину снижается максимальная положительная амплитуда выходного сигнала:

$$U_а = E_п - \left(\frac{R_{13} I_{На}}{h_{21Э7}} + U_{БЭ7} + U_{КЭ\,нас5}\right),$$

где $I_{На}$ — максимальная амплитуда тока в нагрузке, А; остальные параметры для транзисторов с соответствующими номерами на схеме рис. 7.20. Аналогичные рассуждения справедливы и при усилении отрицательной полуволны. Ослабить описанный эффект можно шунтированием резисторов *R13*, *R14* диодами с мак-

симальным прямым током 0,2...0,5 А и уменьшением сопротивлений резисторов *R9*, *R11* до 430 Ом, *R13*, *R14* — до 13 Ом для сохранения прежнего тока покоя предоконечного каскада.

Основные характеристики немодифицированного УМ: максимальная выходная мощность на нагрузке 8 Ом не превышает 35 Вт; коэффициент гармоник на частоте 4 кГц в интервале мощностей 0,5...30 Вт не превышает 0,15%, на частоте 20 кГц — не более 0,5%; фазовый сдвиг на частоте 20 кГц не более 10°.

Выходной каскад УМ рис. 7.21 выполнен по схеме эмиттерного повторителя с ускоренным переключением и напряжения не усиливает, но при токах покоя 15...20 мА обладает малыми НИ на верхних частотах звукового диапазона [7.13].

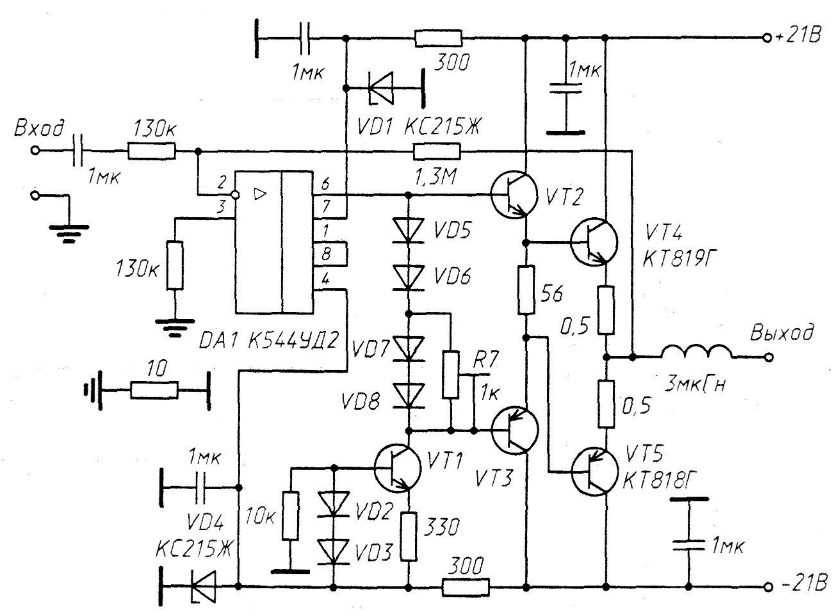


Рис. 7.21. УМ с выходными эмиттерными повторителями

ОУ нагружен на ГСТ (транзистор *VT1*) и задает для выходного каскада напряжение смещения на диодах *VD1*...*VD4* и резисторе *R7*, определяющих ток покоя оконечных транзисторов величиной 15...20 мА. Малый ток покоя позволил обойтись без термостабилизации УМ.

Основные технические характеристики УМ: максимальная выходная мощность на нагрузке 4 Ом составляет 15 Вт; коэффициент гармоник на частоте 1 кГц в интервале мощностей 1...12 Вт не превышает 0,02%, на частоте 20 кГц — не более 0,04%; скорость нарастания выходного напряжения не менее 10 В/мкс.

На рис. 7.22 приведена схема усилителя с высокой термостабильностью режима транзисторов оконечного каскада за счет использования цепей токового смещения [7.14].

Последние выполнены на транзисторах *VT1.1*...*VT1.4* и *VT3.1*...*VT3.4*; отношение выходных токов ГСТ на транзисторах *VT1.2*, *VT1.4* и *VT3.2*, *VT3.4* стабильно, так как определяется отношением сопротивлений *R5*, *R6* и *R11*.

Поскольку двухтактный выходной каскад реализован на сборках 1НТ251 и 2ТС622, транзисторы которых недостаточно хорошо согласованы между собой,

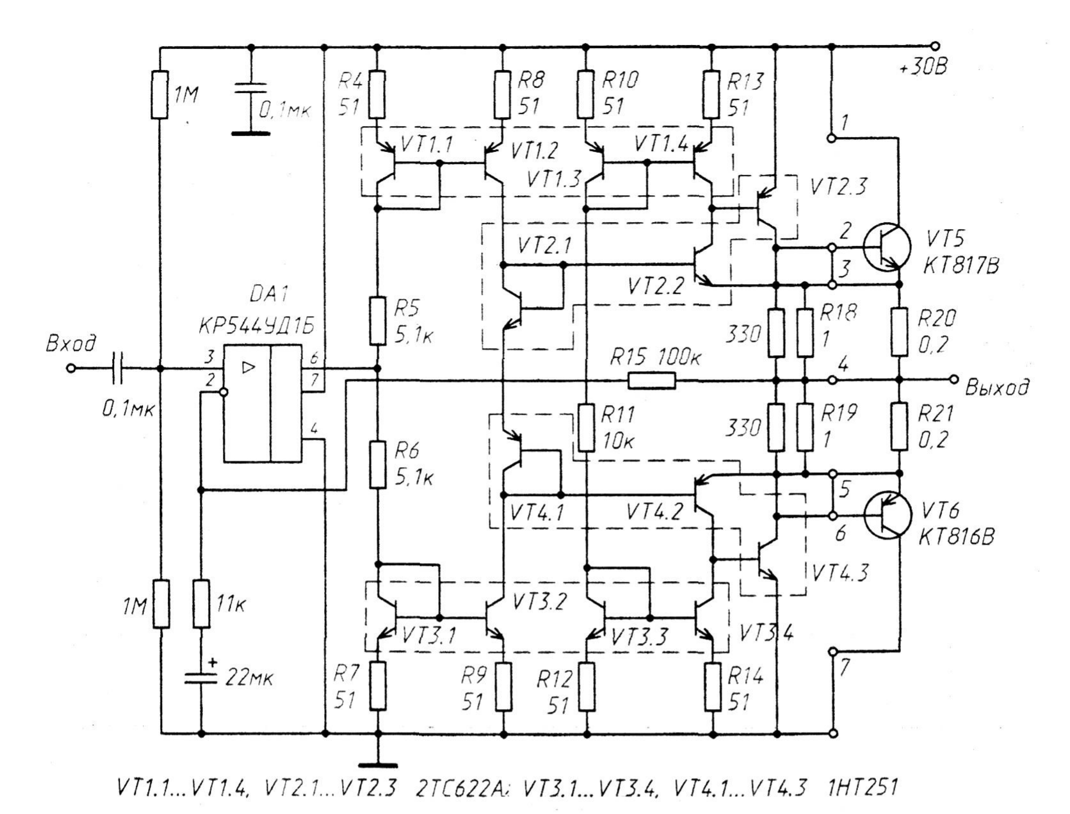


Рис. 7.22. УМ с высокой термостабильностью за счет токового смещения

в схему введены резисторы *R4*, *R7...R10*, *R12...R14*, а ток покоя усилителя устанавливается регулировкой резистора *R11*. При отсутствии сдвига между согласованными транзисторами ток покоя УМ определяется следующим образом:

$$I_{\text{П}} \approx \frac{\varphi_{\text{T}}}{R_{18}} \ln \frac{R_{11}}{R_5 + R_6},$$

при этом усилитель не требует настройки.

УМ обладает высокой линейностью за счет токового питания базовых цепей оконечных транзисторов и большого коэффициента усиления в петле общей ООС на низких частотах ($K_U > 10^7$), что обусловлено подачей сигнала с выхода ОУ на среднюю точку токозадающих резисторов *R5*, *R6*.

При напряжении питания $E_{\text{П}}$ = 32 В и сопротивлении нагрузки $R_{\text{Н}}$ = 24 Ом усилитель имеет выходную мощность около 4 Вт, полосу усиления максимальной мощности 20 Гц...150 кГц; при этом ток покоя оконечного каскада $I_{\text{П}}$ = 3 мА. Общий потребляемый ток в режиме покоя не превышает 15 мА. При изменении температуры сборок, в состав которых входят оконечные транзисторы, до 80...100 °С, ток покоя изменяется не более чем на 50%.

При необходимости увеличения выходной мощности подключаются транзисторы *VT5*, *VT6* с резисторами ООС по току покоя *R20* = *R21* = 0,2 Ом, а перемычки 2-3 и 5-6 удаляются. Ток покоя при этом увеличивается до 15 мА, мощность усилителя возрастает до 20 Вт на нагрузке сопротивлениям 5,1 Ом при сохранении других характеристик, изложенных выше.

7.4. Мостовые усилители мощности

Мостовые усилители применяются в тех случаях, когда требуется получить максимальную выходную мощность при ограниченном напряжении питания без его преобразования (переносная, автомобильная и другая бортовая аппаратура). При этом предполагается, что в мостовую схему соединяются усилители с максимальным использованием напряжения питания, то есть изначально приняты все меры для получения максимальной мощности.

На рис. 7.23 приведена схема мостового УМ с ПОС для максимального использования напряжения питания.

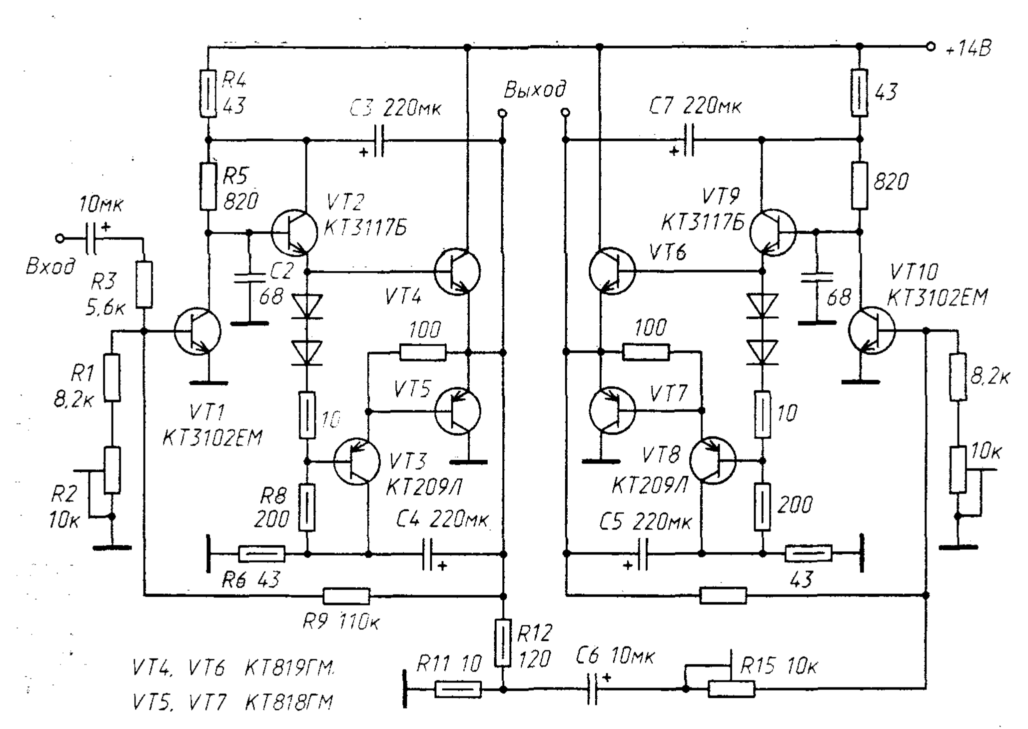


Рис. 7.23. Мостовой УМ с использованием ПОС

Транзистор *VT1* работает в каскаде усиления напряжения, а остальные транзисторы *VT2*...*VT5* (все с малым напряжением насыщения $U_{\text{КЭ нас}}$) образуют составной эмиттерный повторитель, работающий в режиме АВ (ток покоя 20...30 мА).

Диоды *VD1* и *VD2* обеспечивают термостабильность тока покоя. Для максимального использования напряжения питания введены две цепи ПОС по напряжению, увеличивающие амплитуду выходного сигнала до максимально возможной. При положительной полуволне работает цепь *R4R5C3*, при отрицательной — *R6R8C4*.

Усилитель охвачен общей ООС по напряжению через цепь *R1*...*R3*, *R9*. Параметры этой цепи подобраны таким образом, чтобы с одной стороны, обеспечить стабильность режима работы усилителя по постоянному току, определяемых соотношением $\frac{R_9}{R_1 + R_2}$, с другой — получить необходимый коэффициент усиления

всего усилителя $K = \frac{R_9}{R_3}$. Глубина ООС по переменному напряжению — около 28 дБ. Конденсаторы *C2* и *C8* обеспечивают устойчивость всего усилителя.

Поскольку усилитель — инвертирующий, то с целью упрощения схемы сигнал на второй усилитель поступает с выхода первого через делитель напряжения *R12/R11*. Более точно необходимый коэффициент усиления второго усилителя устанавливается резистором *R15*.

Основные технические характеристики усилителя: максимальная выходная мощность составляет 20 Вт на нагрузке 4 Ом; скорость нарастания выходного напряжения 25 В/мкс; коэффициент гармоник при выходной мощности 16 Вт, измеренный на частотах 1, 10, 20 кГц не превышает соответственно 0,32%, 0,32% и 0,35%.

Недостатки этой схемы: применение ПОС, увеличивающей НИ, а также то, что на второй усилитель поступает сигнал, искаженный в первом усилителе.

На рис. 7.24 приведена схема мостового усилителя мощности с лучшими характеристиками. За основу УМ взяты схемы рис. 7.3, 7.15,*б*. Особенность представленного усилителя — возможность работы от напряжений питания в диапазоне 9...27 В. На транзисторе *VT1* реализован формирователь противофазных сигналов. Цепь *R1C1* предотвращает перегрузку усилителя высокочастотными составляющими (частота среза 30 кГц).

Оба плеча усилителя идентичны. Рассмотрим верхнее по схеме плечо. ГСТ на транзисторе *VT3* переводит выходной каскад ОУ в режим А, что снижает НИ (рис. 6.34).

Транзистор *VT5* включен по схеме регулируемого стабилитрона и размещен на радиаторе оконечных транзисторов для формирования тепловой ООС, препятствующей возникновению сквозного тока. Транзисторы *VT7*, *VT8* являются источниками управляющего тока для оконечных транзисторов *VT11*, *VT12*, работающих в режиме АВ с небольшим током покоя (10...15 мА), устанавливаемым резистором *R16*.

В исходном варианте усилителя (схема рис. 7.16,*б*) точка соединения эмиттеров предоконечных транзисторов блокирована по переменному току электролитическим конденсатором, являющимся одновременно и разделительным для сопротивления нагрузки и отсутствующим в мостовом УМ. Для питания транзисторов *VT7*...*VT10* по переменному току их эмиттеры соединены через цепь *R28*, *R29*, *C9*, образующую вспомогательную мостовую схему.

Резистор *R26* определяет коэффициент усиления выходного каскада на высоких частотах (около 6), что оптимально для переходной характеристики усилителя. Конденсатор *C11* сглаживает КИ.

На транзисторе *VT2* выполнен электронный фильтр. Резисторы *R8*, *R9* и конденсатор *C6* образуют цепь формирования опорного потенциала $\frac{E_п}{2}$ для ОУ.

Основные технические характеристики усилителя: максимальная выходная синусоидальная мощность при сопротивлении нагрузки и напряжении питания соответственно:

20 Вт при 4 Ом и 13,2 В;
35 Вт при 2 Ом и 13,2 В;
40 Вт при 8 Ом и 26 В;

скорость нарастания выходного напряжения не менее 4 В/мкс; коэффициент гармоник при максимальной выходной мощности не превышает 0,2% на частоте 10 кГц.

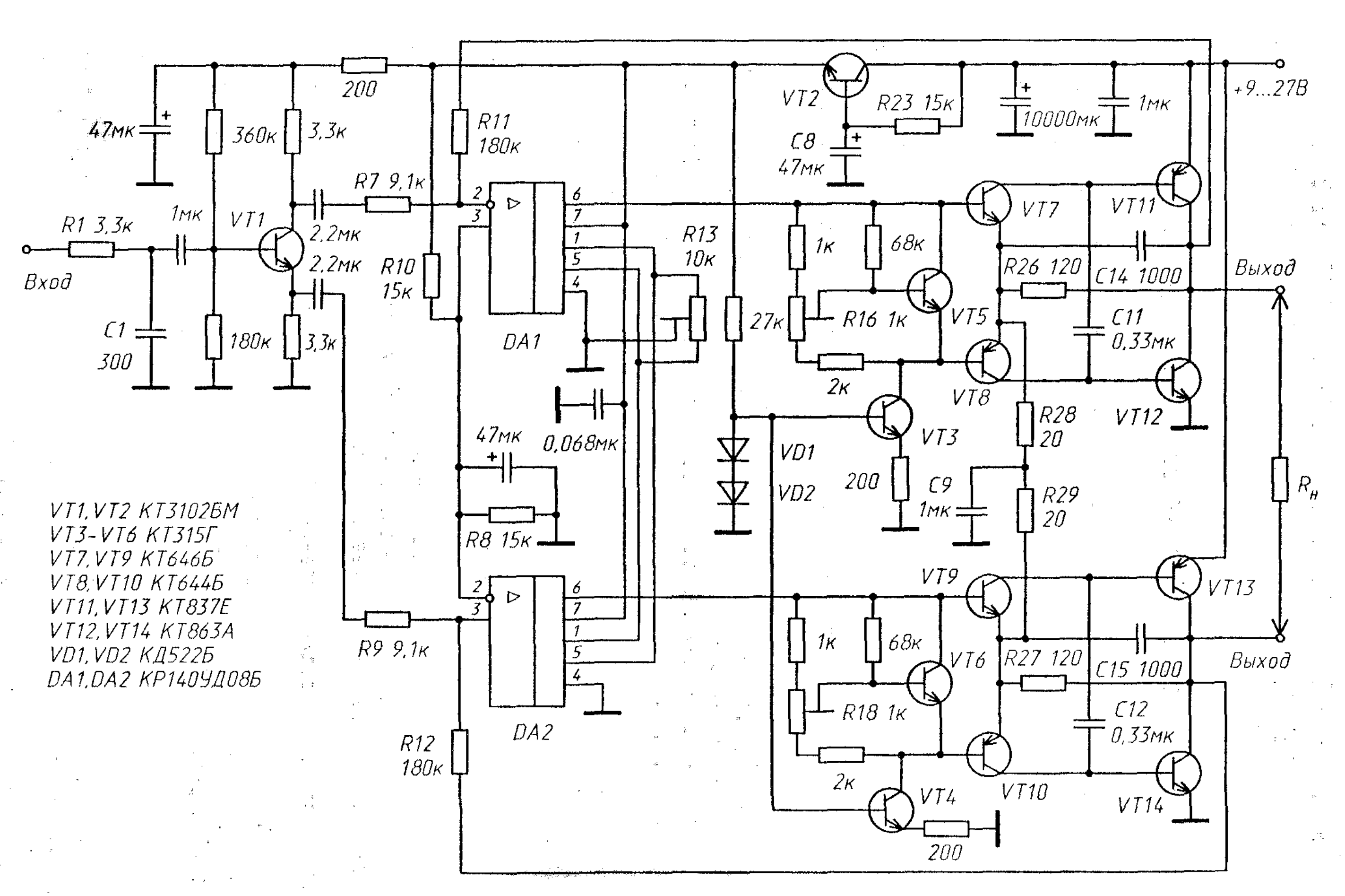


Рис. 7.24 Высококачественный мостовой УМ, работающий от напряжения питания 9...27 В

8. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ, ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ И БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

8.1. Высокочастотные свойства каскадов

8.1.1. Каскады усиления напряжения на биполярных транзисторах

Транзисторные каскады с ОЭ, ОБ и ОК обладают различными высокочастотными свойствами (быстродействием). Эти свойства в каждой из схем формируются двумя цепями — входной и выходной. Для входной цепи — это внутреннее сопротивление источника сигнала и суммарная входная емкость, которые желательно иметь минимальными, и входное сопротивление каскада, которое может быть в несколько раз выше сопротивления источника сигнала или равно ему в режиме согласования по мощности.

Со стороны выходной цепи быстродействие каскадов определяется двумя факторами:

— быстродействием транзистора (то есть спадом $h_{21Э}$ на ВЧ);

— емкостной нагрузкой выходной цепи, образованной емкостями коллектора, монтажа и собственно нагрузки.

Совместный учет этих трех факторов требуется далеко не всегда. Достаточно выделить наибольшую из постоянных времени, определяющих верхнюю граничную частоту.

Входное сопротивление каскадов ОЭ на высоких частотах имеет емкостный характер, что связано, во-первых, со снижением коэффициента усиления по току $h_{21Э}$, во-вторых, с влиянием емкости коллектор-база, так что:

$$C_{БЭ} \approx \frac{I_К}{f_Т \varphi_Т}, \qquad (8.1)$$

где $f_Т$ — граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ (предельная частота передачи тока) транзистора — справочный параметр. На частоте $f_Т$ $h_{21Э} = 1$, то есть транзистор перестает усиливать базовый ток.

Частота $f_Т$ связана с верхней граничной частотой в схеме с ОЭ: $f_{0Э} = \dfrac{f_Т}{h_{21Э}}$; на этой частоте усиление по току составляет 0,7 от усиления на НЧ. С достаточной для практических целей точностью можно считать, что предельная частота передачи тока БТ в схеме с ОБ:

$$f_{0Б} = (1\ldots1{,}6)f_Т. \qquad (8.2)$$

Часто в справочных данных на БТ указан модуль коэффициента передачи тока $h_{21Э}$ $(f_{изм})$ на определенной частоте $f_{изм}$. Тогда $f_Т = f_{изм}|h_{21Э}(f_{изм})|$ и

$$f_{0Э} = \frac{f_{изм}|h_{21Э}(f_{изм})|}{h_{21Э}};$$

$$f_{0Б} = (1\ldots1{,}6)f_{изм}|h_{21Э}(f_{изм})|.$$

Емкость $C_{БЭ}$ обычно гораздо меньше второй составляющей входной емкости $C_М$, образующейся за счет эффекта Миллера и заключающейся в динамическом увеличении в ($K_{U\ 0Э}$ + 1) раз паразитной емкости перехода коллектор-база $C_К$ (справочный параметр — емкость коллекторного перехода):

$$C_М = C_К(K_{U0Э} + 1).$$

Эффект Миллера возникает в инвертирующих каскадах УН.

Таким образом, сопротивление источника сигнала R_i и объемное сопротивление базы $r_Б$ вместе со входной емкостью $C_{вх} = C_{БЭ} + C_м$ ограничивает полосу каскада на ВЧ:

$$f_{0\ Эвх} = \frac{1}{2\pi\left[C_{БЭ} + (1 + K_{U0Э})\left(C_К + \frac{C_Н}{h_{21Э}}\right)\right][r_{БЭ} \| (R_i + r_Б)]}.$$

При малых R_i + $r_Б$ выражение упрощается:

$$f_{0\ Эвх} = \frac{1}{2\pi(R_i + r_Б)(C_{БЭ} + C_М)}.$$

Если источник сигнала имеет нулевое сопротивление, то, пренебрегая $C_{БЭ}$, ограничение полосы пропускания на ВЧ со стороны входа:

$$f_{0\ Эвх} = \frac{1}{2\pi\tau_К K_{U0Э}} \approx f_S$$

где f_S — граничная частота по крутизне, которая в $\frac{r_{БЭ}}{r_Б}$ раз больше граничной частоты $f_{0Э}$;

$\tau_К = r_Б C_{К1}$ — приводимая в справочниках постоянная времени обратной связи БТ; $C_{К1} \approx (0,1...0,5)C_к$.

В ШП усилителях спад усиления на ВЧ по входным цепям обычно бывает основным.

Спад усиления по току на ВЧ вызывает снижение коэффициента усиления по напряжению. Учет емкости в цепи нагрузки приводит к выражению для постоянной времени каскада с ОЭ на ВЧ:

$$\tau_в = \tau_S + (C_К h_{21Э} + C_Н)R_Н,$$

где τ_S — постоянная времени крутизны БТ,

$$\tau_S = \frac{\tau_{0Э} r_Б}{\frac{\varphi_Т h_{21Э}}{I_Э} + r_Б}.$$

Коэффициент усиления на частоте f

$$K_f = \frac{K_U}{\sqrt{1 + (2\pi f \tau_в)^2}},$$

где K_U — коэффициент усиления на НЧ.

Для каскада с ОБ входная емкость оказывается малой, так как отсутствует эффект Миллера, возникающий только в инвертирующих каскадах. В результате входная емкость целиком определяется формулой (8.1) для $C_{БЭ}$.

Постоянная времени выходной цепи $T_Н = (r_К \| R_К \| R_Н)(C_Н + C_К)$ учитывает емкость перехода коллектор-база. Постоянная времени, вызывающая спад усиления каскада с ОБ: $T_{0Б} \approx \dfrac{\tau_в}{h_{21Э} + 1}$, то есть $f_{0Б} \approx f_Т \approx f_{0Э} h_{21Э}$.

При работе БТ в режиме эмиттерного повторителя граничная частота коэффициента передачи по напряжению $f_{0К}$ в зависимости от сопротивления нагрузки находится в пределах $f_S < f_{0К} < f_Т$.

8.1.2. Каскады усиления напряжения на полевых транзисторах

Для каскада на полевом транзисторе по схеме с ОИ при анализе ВЧ свойств нужно учитывать входную и выходную цепь. Для входной цепи

$$T_{ОИ\,вх} = R_i \| R_З(C_{ЗИ} + C_{ЗС}(K_{U\,ОИ} + 1)) \approx R_i(C_{ЗИ} + C_{ЗС}(K_{U\,ОИ} + 1)),$$

где $C_{ЗИ}$ и $C_{ЗС}$ — входная и проходная емкости (справочные параметры), Ф.

Из этой формулы следует, что основная часть входной емкости образована за счет эффекта Миллера. Для выходной цепи

$$T_{ОИ\,вых} = R_С \| r_{СИ}(C_Н + C_{ЗС}) \approx R_С(C_Н + C_{ЗС}),$$

где $C_Н$ — емкость нагрузки, Ф, в которую входят и паразитные емкости.

При включении ПТ с ОЗ для входной цепи $T_{ОЗвх} \approx R_i C_{ЗИ}$; для выходной цепи

$$T_{ОЗ\,вых} \approx R_{ОЗ\,вых}(C_Н + C_{ЗС})$$

Иногда частотные свойства ПТ удобно оценивать по предельной частоте усиления по мощности $f_{пр} = \dfrac{S}{2\pi C_{ЗС}}$.

8.1.3. Повторители напряжения

Истоковый повторитель (схема с ОС) имеет малую входную емкость, так что постоянная времени входной цепи мала, поскольку $K_{U\,ОС} < 1$:

$$T_{ОС\,вх} = R_i \| r_{ЗИ}\left(\frac{C_{ЗИ}}{1 + S_p R_И} + C_{ЗС}(1 - K_{UОС})\right).$$

Для выходной цепи

$$T_{ОС\,вх} = \left(R_Н \| \frac{1}{S_p}\right) C_Н.$$

На ВЧ входная цепь повторителя оказывает емкостную реакцию, что вызвано не только наличием паразитных емкостей, но и запаздыванием сигнала последовательной обратной связи, увеличивающей входное сопротивление повторителя. Однако при быстрых изменениях входного сигнала это сопротивление не успевает

заметно увеличиваться вследствие замедленного нарастания сигнала обратной связи, что и приводит к емкостной реакции во входной цепи.

Работа повторителя напряжения на сравнительно большую емкостную нагрузку вызывает индуктивную реакцию во входной цепи как следствие превышения сигнала обратной связи относительно своего установившегося значения.

При низком выходном сопротивлении источника сигнала и значительной емкостной нагрузке $C_н > 2\pi f_т(R_э \| R_н)$ для эмиттерного и $C_н > \frac{C_{зи}}{S_р}(R_и \| R_н)$ для истокового повторителей комплексная обратная связь приводит к потенциальной неустойчивости повторителей, о чем свидетельствует появление отрицательной составляющей входного сопротивления. Для подавления самовозбуждения во входную цепь последовательно включают гасящее сопротивление $R_{гБ} > \frac{(R_э \| R_н)}{2\pi f_т(R_э \| R_н)C_н - 1} - R_i$ для эмиттерного повторителя и $r_{г3} > \frac{C_н(R_и \| R_н)^2 S_р}{C_{зи}} - R_i$ — для истокового.

Выходная цепь повторителя оказывает как емкостную, так и индуктивную реакцию. Первая обусловлена действием паразитных емкостей, вторая — замедленным изменением сигнала обратной связи, в результате чего выходное сопротивление повторителя при быстрых изменениях сигнала не успевает уменьшаться.

При больших импульсных сигналах и работе на емкостную нагрузку обычные (однотактные) повторители имеют несимметричную передаточную характеристику; при передаче ВЧ сигналов появляются НИ (пилообразный вид одной из полуволн). Это связано с различием скоростей нарастания и убывания напряжения на емкости $C_н$, заряд которой происходит через выходное сопротивление транзистора (приблизительно $\frac{\varphi_т}{I_э}$ для БТ и $\frac{1}{S_р}$ для ПТ) быстрее, чем разряд через сопротивление $R_э$ или $R_и$ соответственно; транзисторы в это время закрыты отрицательным фронтом.

Условие линейной работы повторителя на емкостную нагрузку состоит в ограничении изменения больших входных сигналов: $V_U < \frac{I}{C_н}$, где I — ток коллектора или стока БТ или ПТ соответственно, работающих в схеме повторителя напряжения.

На ВЧ условие передачи сигнала без искажений связывает его максимальную частоту f_{max} и амплитуду $U_а$: $f_{max} < \frac{I}{2\pi U_а C_н}$. Этот вид искажений исчезает при снижении амплитуды ниже 0,3 В для кремниевых БТ или частоты ниже указанного предела f_{max}, а также в двухтактных повторителях, описанных в разделе 5.6.

8.1.4. Каскодные схемы

Каскодное соединение заметно снижает входную емкость из-за ослабления влияния проходной емкости, так как устраняется эффект Миллера. Это способствует не только уменьшению линейных искажений в области ВЧ, но и заметно повышает устойчивость работы каскада. При работе на индуктивную нагрузку в резонансных усилителях каскодное соединение практически устраняет опасность самовозбуждения. Кроме того, высокое выходное сопротивление каскода позволяет в резонансных усилителях включать контур в выходную цепь полностью.

При использовании каскодной схемы ОЭ-ОБ в качестве усилителя необходимо учитывать следующие особенности.

Входной импеданс каскодного усилителя практически не зависит от сопротивления нагрузки, так как входной транзистор работает на малое сопротивление нагрузки, определяемое входным импедансом второго транзистора, включенного по схеме с ОБ. В результате коэффициент усиления по напряжению входного транзистора равен −1, благодаря чему эффект Миллера отсутствует, и входная емкость практически определяется величиной $C_{БЭ}$.

Параметры выходной цепи определяются свойствами транзистора, включенного по схеме с ОБ, в результате чего выходная емкость определяется как $C_{вых} \approx C_{К2}$, а постоянная времени выходной цепи — соответствующим выражением для каскада с ОБ.

Каскод ОИ-ОЗ показан на рис. 1.10,*б*. Входной ПТ работает на низкоомную нагрузку, которой является выходной ПТ по схеме с ОЗ. Входная емкость определяется выражением

$$C_{вх\,ПК} = C_{ЗИ1} + C_{ЗС1}\left(\frac{S_1}{S_2} + 1\right),$$

где $C_{ЗИ1}$ и $C_{ЗС1}$ — емкости затвор-исток и затвор-сток входного ПТ, Ф;

S_1 и S_2 — крутизна входного и выходного ПТ соответственно, А/В.

Выходная емкость каскода ОИ-ОЗ

$$C_{вых\,ПК} = C_{ЗС2} + \frac{C_{ИС2}(C_{ЗИ2} + C_{ЗС1})}{C_{ИС2} + C_{ЗИ2} + C_{ЗС1}},$$

где $C_{ИС2}$ — паразитная емкость между истоком и стоком выходного ПТ по схеме с ОЗ, Ф.

Вторая часть выражения — последовательное соединение емкости $C_{ИС2}$ и суммы емкостей $C_{ЗИ2}$ и $C_{ЗС1}$ соответствующих транзисторов, так что для практических целей можно считать

$$C_{вых\,ПК} \approx C_{ЗС2}.$$

Постоянная времени крутизны, определяющая спад усиления по напряжению на ВЧ,

$$\tau_{ЗПК} \approx \frac{C_{ЗИ1} + C_{ЗС1} + C_{ЗИ2} + C_{ИС2}}{S_2}.$$

Постоянная времени выходной цепи

$$\tau_{вых\,ПК} \approx (R_С \| R_Н)(C_{вых\,ПК} + C_Н).$$

8.1.5. Вопросы проектирования широкополосных усилителей

При проектировании ШП усилителей требуется учитывать практически все высокочастотные параметры транзисторов. Порядок расчета ШП усилителей приводится в [8.1, 8.2].

Существует понятие критической частоты $f_{кр}$, ниже которой для БТ целесообразно применять режим с ОЭ, выше — с ОБ; $f_{кр} \approx (0{,}1...0{,}5)f_Т$ для различных типов БТ [8.3].

Важным параметром ШП усилителей является площадь усиления, которая должна быть максимальной. Для каскада на ПТ этот параметр вычисляется по простой формуле:

$$\Pi_{\text{пт}} = \frac{S_{\text{р}}}{2\pi(C_{\text{зи}} + (1 + K_{U\text{пт}})C_{\text{зс}})}.$$

Для каскада на БТ такую простую функциональную связь между коэффициентом усиления каскада и полосой пропускания получить не удается. В [8.1] проведен анализ понятия площади усиления для БТ и выявлено оптимальное значение тока коллектора БТ, при котором площадь усиления максимальна.

Этот ток зависит от импеданса нагрузки, назначения каскада (промежуточный, предоконечный, выходной), а также количества каскадов в усилителе.

Для увеличения площади усиления применяются различные способы. Индуктивная ВЧ коррекция дает максимальный выигрыш по площади усиления, равный 1,72, который может быть направлен как на увеличение верхней граничной частоты, так и на увеличение коэффициента усиления на этой частоте. Дополнительную информацию по использованию индуктивной коррекции можно найти в [8.4].

Другие методы увеличения широкополосности усилителей [8.2]:

— емкостная эмиттерная коррекция каскада с ОЭ и ДК;

— нейтрализация коллекторных емкостей транзисторов ДК;

— дифференциальный каскод (см. п. 5.4.2.);

— индуктивная коррекция каскада с ОЭ на основе имитации индуктивности каскадом с ОБ;

— модифицированная схема Дарлингтона;

— двухкаскадные схемы с местными и общей ООС (так называемая «двойка»);

— развязанные эмиттерными повторителями усилительные каскады;

— усилители тока с дифференциальной конфигурацией.

Применение большинства перечисленных методов будет рассмотрено на практических схемах в разделах 8.2, 8.4, 8.5.

8.2. Широкополосные усилители переменного тока

Ниже приводятся схемы усилителей с высокочастотной коррекцией каскадов, под которой будем понимать все методы, перечисленные в п. 8.1.5.

8.2.1. Схема с ОЭ и выходным трансформатором

На рис. 8.1 приведена основная схема ШП усилителя с выходным трансформатором типа ТДЛ и комбинированной ООС по току и напряжению, часто применяемая как усилитель ПЧ и мощности в гетеродинных цепях приемно-передающей аппаратуры [8.5].

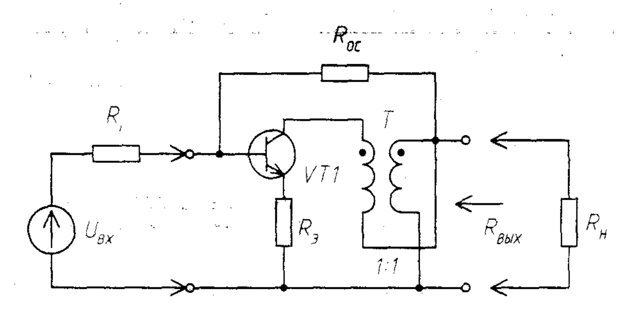


Рис. 8.1. Основная схема каскада на БТ с ОЭ и выходным ТДЛ

Чаще всего такой усилитель согласован по входу и выходу с сопротивлением 50 Ом, то есть $R_i = R_н = 50$ Ом, $R_{вх} \approx R_{вых} \approx 50$ Ом. Для этого $R_э R_{oc} = 2500$ Ом^2, а коэффициент усиления по напряжению $K_U \approx \sqrt{\frac{R_{oc}}{R_э}}$. Коэффициент шума находится в пределах $F = 3...7$ дБ.

На рис. 8.2 приведена схема усилителя с цепями смещения, рассчитанными для разных токов коллектора транзистора.

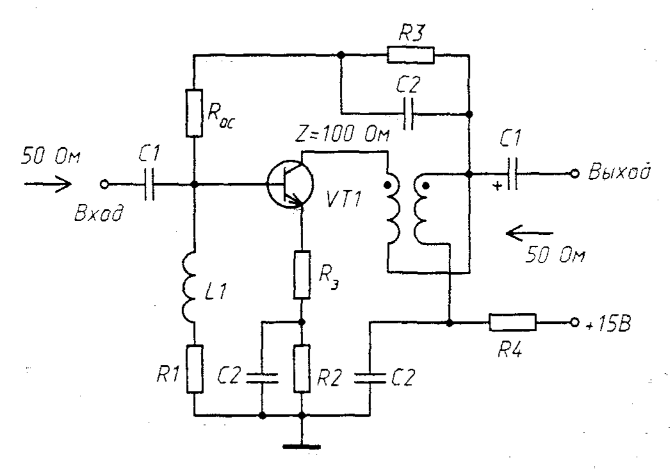


Рис. 8.2. Схема каскада на БТ с выходным ТДЛ

В табл. 8.1 приведены конкретные значения элементов схемы в зависимости от величины тока коллектора $I_К$, а в табл. 8.2 указаны номиналы реактивных элементов для двух диапазонов частот.

Таблица 8.1

$I_К$, мА	$R1$, Ом	$R2 + R_э$, Ом	$R3 + R_{OC}$, Ом	R4, Ом	Тип транзистора
14	820	179	$2{,}25 \cdot 10^3$	150	КТ368, КТ399
33	330	75,8	903	62	КТ610
55	220	45,5	600	39	КТ610, КТ939

Таблица 8.2

Диапазон рабочих частот, МГц	$C1$, нФ	$C2$, мкФ	$L1$, мкГН
1...50	47	0,47	200
30...200	2,2	0,22	5

При $R_{oc} = 180$ Ом, $R_э = 15$ Ом коэффициент усиления по мощности $K_P = 10$ дБ, при $R_{oc} = 510$ Ом, $R_э = 4{,}7$ Ом $K_P = 20$ дБ. Волновое сопротивление ТДЛ должно составлять 100 Ом. Более подробно подобные усилители рассмотрены в [8.5].

Схема рис. 8.3 используется в качестве усилителя радиочастоты в диапазоне 3...30 МГц [8.6]. Особенностью этого усилителя является применение широкополосного трансформатора с тремя обмотками для согласования с сопротивлением нагрузки (диодный смеситель).

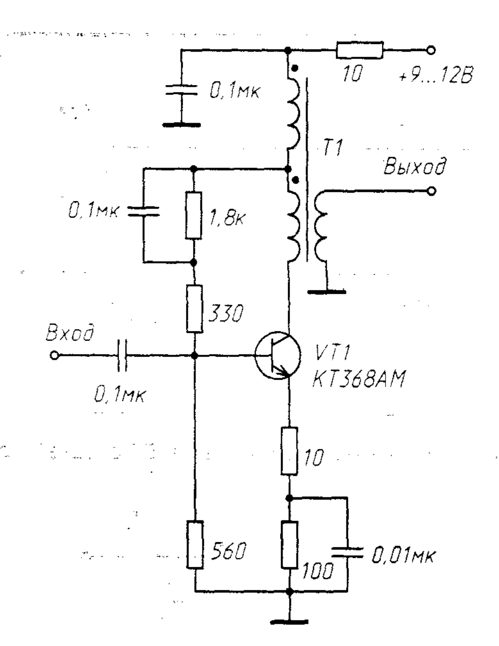


Рис. 8.3. Усилитель диапазона 3...30 МГц

Широкополосный трансформатор *Т1* намотан на ферритовом кольце марки 100НН с внешним диаметром 10 мм. Намотка выполняется одновременно тремя проводами диаметром 0,3 мм и содержит 7 витков.

8.2.2. Антенные усилители диапазона дециметровых волн

ШП антенные усилители рис. 8.4, 8.6 предназначены для усиления сигналов диапазона ДМВ. На входе усилителя может быть включен настраиваемый полосовой фильтр рис.8.5 с полосой пропускания около 50 МГц в пределах с 21-го по 60-й канал (470...790 МГц) [8.7]. Коэффициент усиления составляет 25 дБ. Ток коллектора транзистора первого каскада 7 мА, второго — около 25 мА. Вход и выход усилителя рассчитаны на подключение коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом. Дроссели *L1*, *L2* имеют по три витка, намотанных проводом диаметром 0,2 мм на ферритовом сердечнике марок 10ВНП, 20ВНП.

Усилитель рис. 8.6 имеет меньший коэффициент усиления и выполнен на СВЧ-транзисторах малой мощности. Входная цепь, выполненная в виде Т-образного ФВЧ (элементы *С1*, *С2*, *L1*, *L2*), обеспечивает согласование усилителя с антенной. Каскады усиления на БТ с ОЭ особенностей не имеют. Малые сопротивления резисторов нагрузок (*R2*, *R5*) исключают возможность возбуждения на НЧ. Катушки *L1*, *L2* — бескаркасные, *L1* имеет 10 витков провода диаметром 0,8 мм, а *L2* — 2 витка провода диаметром 0,8 мм; намотка рядовая на оправке диаметром 5 мм.

Коэффициент усиления составляет 12 дБ при неравномерности АЧХ 3 дБ в полосе 470...790 МГц.

В работе [8.8] описаны схемы узкополосных и широкополосных транзисторных усилителей диапазонов МВ и ДМВ, имеющие эквивалентную шумовую температуру $T_Ш$ = 100...150 К. Каскады усиления выполняются на БТ по схеме с ОЭ, для согласования применяются входные и выходные ШП трансформаторы. Для однокаскадного усилителя, работающего в диапазоне 200...600 МГц, $T_Ш$ = 130 К при

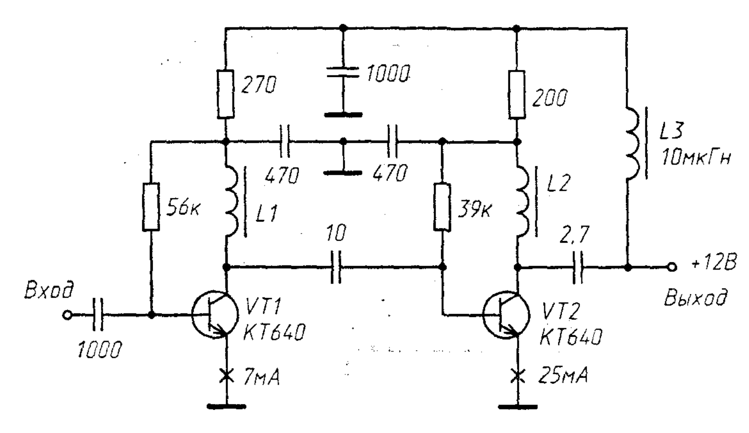


Рис. 8.4. ДМВ антенный усилитель на БТ средней мощности

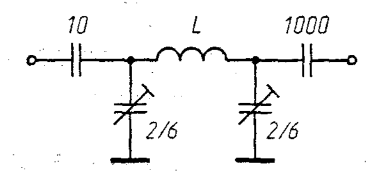


Рис. 8.5. Настраиваемый полосовой фильтр 470...790 МГц

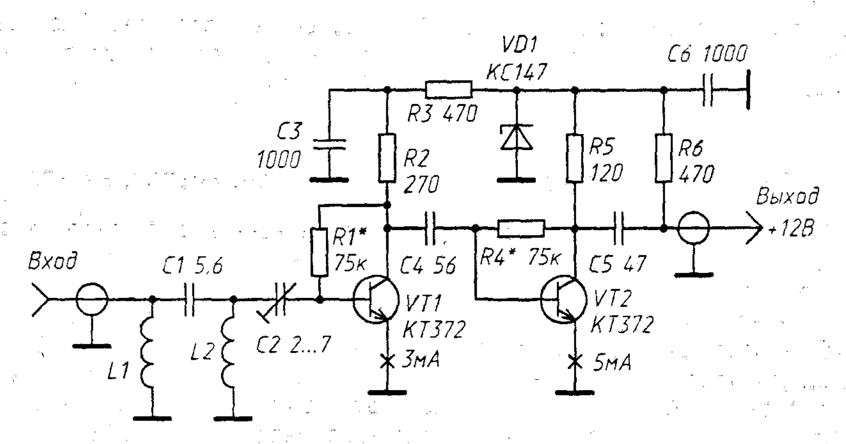


Рис. 8.6. ДМВ антенный усилитель на БТ малой мощности

K_U = 17 дБ, для усилителя диапазона 500...1000 МГц $T_Ш$ = 160 К при K_U = 12 дБ (использованы БТ типа 2Т3106А-2 и 2Т3114А-6 соответственно).

8.2.3. Каскады с полосой пропускания до 3 ГГц

Для сигнальных и модуляционных трактов систем связи с высокой пропускной способностью, электронных осциллографов, измерительных импульсных генераторов, быстродействующих систем передачи данных требуются линейные импульсные усилители субнаносекундного диапазона, способные обеспечивать амплитуду выходного сигнала в единицы и десятки вольт.

В [8.9] приведены результаты исследований различных схем каскадов усиления по комплексу показателей:

— коэффициент усиления на один активный элемент;
— равномерность АЧХ;
— уровень согласования на входе и выходе;
— устойчивость;
— уровень выходного сигнала;
— простота реализации.

В маломощных каскадах усилителей субнаносекундного диапазона целесообразно использовать схемы с ОЭ, имеющих параллельную (рис. 8.7,*а*) или комбинированную (рис. 8.7,*б*) ООС, простые в реализации и обеспечивающие высокие параметры.

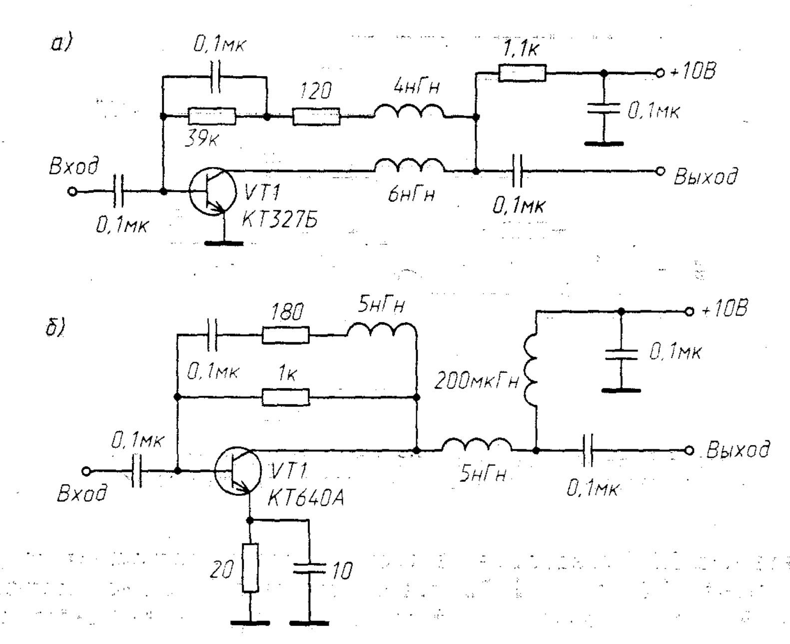


Рис. 8.7. Эффективные ВЧ каскады усиления на БТ с ОЭ: *а* — с параллельной ООС; *б* — с комбинированной ООС

Каскад рис. 8.7,*а* имеет полосу пропускания по уровню −3 дБ, равную 0,03 МГц...2 ГГц; время установления 0,2 нс; коэффициент усиления 8,5 дБ; к. с. в. н. входа не более 2,1 и выхода не более 3,2.

Параметры каскада рис. 8.7,*б*: полоса пропускания по уровню −3 дБ составляет 0,05 МГц...1,4 ГГц; время установления 0,25 нс; коэффициент усиления 7 дБ; к. с. в. н. входа и выхода не более 2 и 2,5 соответственно.

Усилительные каскады на БТ средней и большой мощности, имеющие диссипативную согласующе-выравнивающую цепь на входе и реактивную согласующую цепь на выходе, целесообразно строить по схеме с ОЭ. При этом возможны варианты согласованных (рис.8.8,*а*) и несогласованных (рис.8.8,*б*) по входу каскадов.

Каскад рис. 8.8,*а* имеет следующие характеристики: полоса пропускания по уровню −3 дБ составляет 0,05 МГц...1,3 ГГц; время установления 0,3 нс; коэффициент усиления 5 дБ; к. с. в. н. входа и выхода не превышает 2,2 и 2,5 соответственно; при сжатии коэффициента усиления на 1 дБ амплитуда выходного сигнала ±6 В.

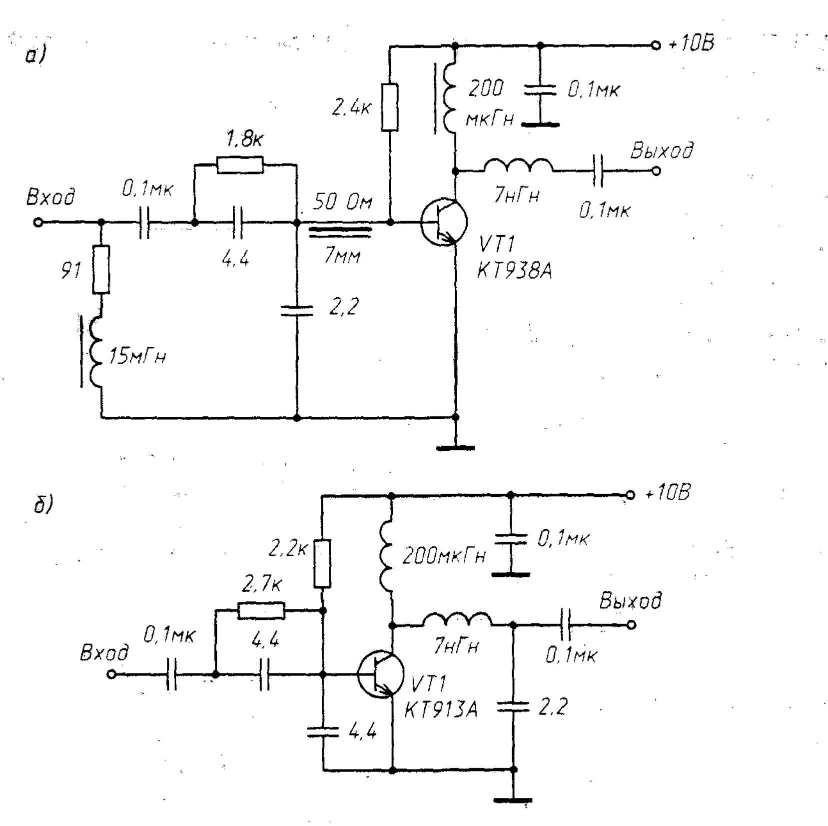


Рис. 8.8. ВЧ каскады на БТ средней и большой мощности:
а — согласованный по входу; *б* — несогласованный по входу

У каскада рис. 8.8,*б* следующие параметры: полоса пропускания по уровню −3 дБ составляет 0,05 МГц...1,3 ГГц; время установления 0,3 нс; коэффициент усиления 4 дБ; к. с. в. н. выхода не более 2,5; амплитуда выходного сигнала ±10 В при сжатии коэффициента усиления на 1 дБ.

Нелинейность передаточных характеристик каскадов при амплитуде, не превышающей 0,7 от максимального уровня выходного сигнала, не более 2%.

Рассмотренные каскады при соответствующем выборе параметров корректирующих цепей получаются безусловно устойчивыми.

Расчеты и сравнительный анализ возможных вариантов многооктавных усилителей показали, что хорошие характеристики в области ВЧ также могут обеспечиваться двумя базовыми усилительными структурами [8.10]. Первая из них — согласованный каскад с комбинированной частотно-зависимой ООС и фазовой коррекцией в цепи прямой передачи — оптимальна для маломощных усилителей (рис. 8.9,*а*). Вторая структура — модифицированный каскад Дарлингтона со сложением тока от пары транзисторов — представляет собой компромиссное по показателям решение (между каскадными и распределенными усилителями), обеспечивая повышенный уровень выходной мощности в линейном режиме на транзисторах средней мощности (рис. 8.9,*б*).

Каскад по схеме на рис. 8.9,*а* допускает использование без изменения топологии печатной платы четырех типов транзисторов (КТ372, ГТ383, КТ391, КТ3101). Усилитель, состоящий из двух каскадов по схеме рис.8.9,*а* обеспечивает следующие характеристики: диапазон рабочих частот 0,05...1,1 ГГц; коэффициент усиления не менее 15,5 дБ; неравномерность АЧХ при использовании транзисторов КТ372,

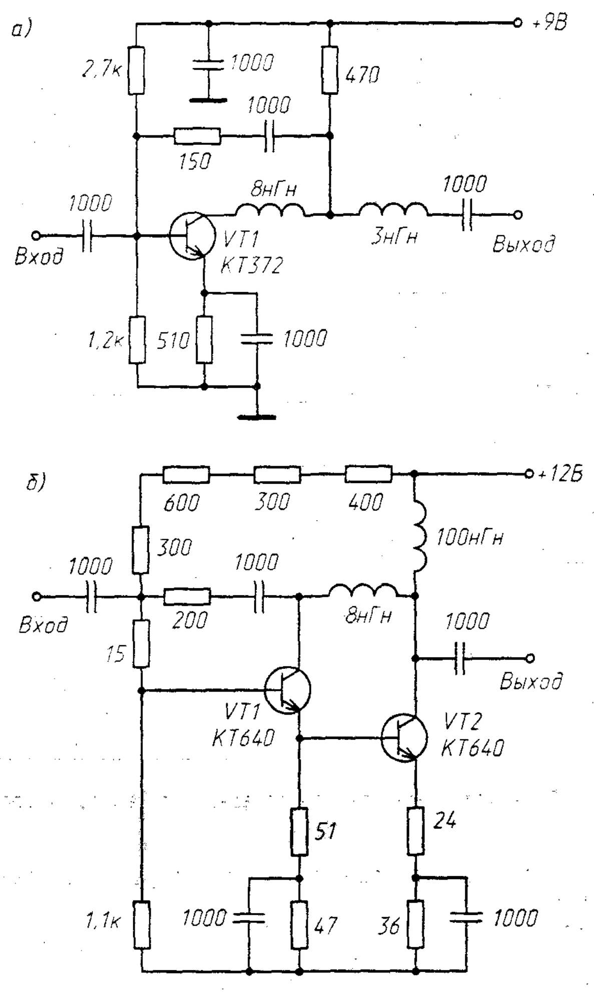


Рис. 8.9. Базовые усилительные ВЧ структуры: *а* — маломощный согласованный каскад с комбинированной частотнозависимой ООС и фазовой коррекцией в цепи прямой передачи; *б* — модифицированный каскад Дарлингтона

ГТ383, КТ391 не более 0,7 дБ, для КТ3101 — не более ±1 дБ; верхняя граничная частота по уровню –3 дБ не менее 1,3 ГГц. Дифференциальный коэффициент шума усилителя на транзисторах КТ372, ГТ383 не более 7 дБ, для транзисторов КТ391, КТ3101 — не более 5 дБ; к. с. в. н. входа и выхода не превышает 2,5 в тракте 50 Ом; изменение коэффициента усиления в диапазоне температур –60... + 60 °С не более ±1 дБ; уровень второй и третьей гармоник при выходной мощности –53 дБ/Вт не превышает соответственно –30 и –45 дБ; потребляемый ток 15 мА.

Усилитель, состоящий из двух каскадов рис. 8.9,*б*, имеет выходную мощность 30 мВт при к. с. в. н. входа и выхода не более 2 и 5 соответственно; коэффициент усиления 14...15 дБ при неравномерности АЧХ не более 1,5 дБ; коэффициент шума около 10 дБ; потребляемый ток 180 мА. Выходная мощность может быть повышена изменением режима работы транзисторов.

Каскадный принцип построения схем позволяет изготовить сравнительно простой линейный усилитель без применения межкаскадных согласующе-выравнивающих цепей с реактивными элементами. Согласование и выравнивание АЧХ

достигается включением различных многопетлевых ООС. Для расширения диапазона частот усиливаемых сигналов необходимо использовать БТ, граничная частота f_T у которых намного превышает максимальную усиливаемую частоту.

Усилитель (рис. 8.10) состоит из трех одинаковых каскадов, собранных на СВЧ транзисторах (f_T = 5 ГГц) КТ640 и КТ642 по схеме с ОЭ [8.11].

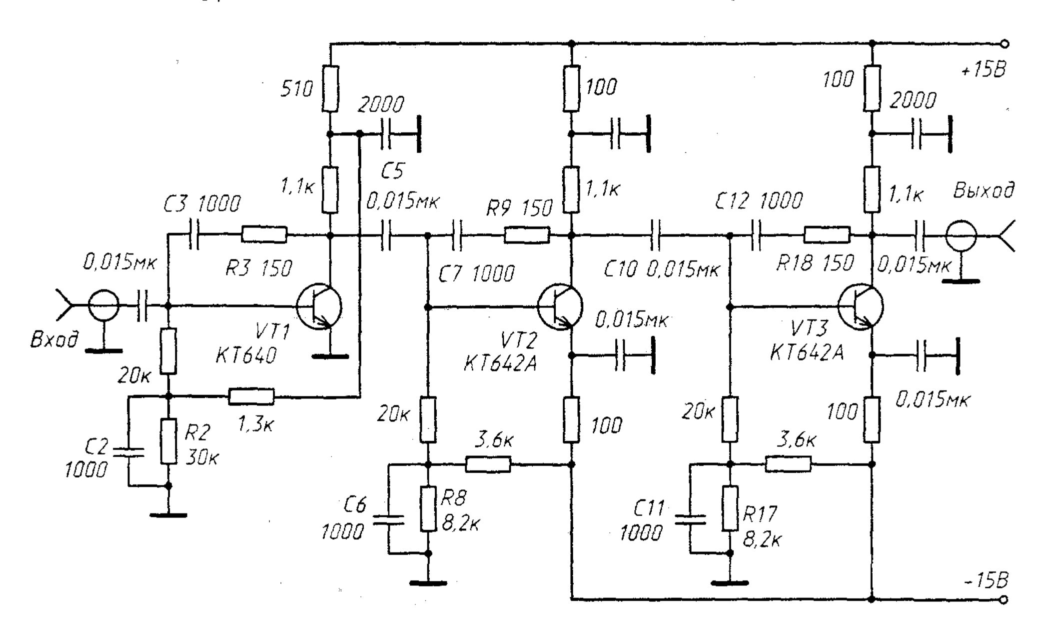


Рис. 8.10. Усилитель без межкаскадных согласующих цепей

Для повышения мощности выходные каскады собраны на транзисторах КТ642А и имеют двухполярное питание ±15 В. Для выравнивания АЧХ применены цепи частотнозависимой ООС: *R2C2* и *R3C3*; *R8C6* и *R9C7*, *R18C12* и *R17C11*.

Коэффициент усиления в диапазоне частот 10 МГц...1 ГГц при неравномерности АЧХ не более 5 дБ составляет 22 дБ; к. с. в. н. по входу и выходу во всем диапазоне частот не более 3. Максимальное выходное напряжение при сопротивлении нагрузки 50 Ом равно 0,5 В. Расширить частотный диапазон до 1,3 ГГц можно за счет введения корректирующей цепи, компенсирующей потери на верхних частотах рабочего диапазона из-за наличия входной емкости транзисторов. Эта цепь — индуктивность 1...2 нГн, включенная последовательно с разделительными конденсаторами *C5* и *C10*.

В более высокочастотных усилителях для согласования и в качестве цепей ООС используются микрополосковые линии. В [8.5] описан однокаскадный усилитель на БТ по схеме с ОЭ частотного диапазона 1...1400 МГц, имеющий коэффициент усиления по мощности 10 дБ при потребляемом токе около 16 мА. В [8.12] приведены результаты расчета и оптимизации характеристик двухкаскадного ШП МШУ диапазона частот 0,1...2 ГГц, подтвержденные экспериментальными данными: шумовая температура менее 200 К; коэффициент усиления 18...20 дБ; к. с. в. н. выхода не более 1,6; неравномерность АЧХ в указанном диапазоне не превышает 1 дБ. В усилителе используются транзисторы 2Т3132А-2, токи коллекторов первого и второго каскадов 2,5 и 5 мА соответственно.

В [8.13] разработан усилитель с диапазоном усиливаемых частот 0...3 ГГц без применения микрополосковых линий (рис. 8.11).

Построение сверхширокополосных усилителей в виде УПТ целесообразно при нижней границе полосы пропускания менее 10^4...10^5 Гц. При гальваническом со-

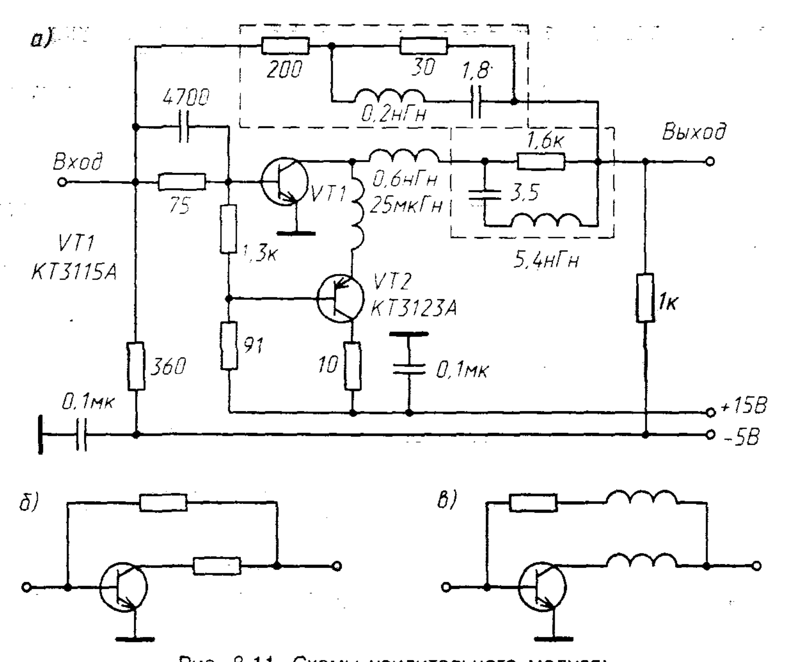


Рис. 8.11. Схемы усилительного модуля:
а — принципиальная; *б* — эквивалентная модифицированная схема с корректирующими двухполюсниками усложненной структуры; *в* — эквивалентная исходная схема с параллельной ООС и коррекцией в коллекторной цепи

единении каскадов становится возможным исключить разделительные конденсаторы, которые из-за наличия паразитных параметров вносят затухание и частотные искажения в области ВЧ.

Каскад является модификацией известной схемы усилителя с параллельной ООС и коррекцией с помощью последовательной индуктивности в коллекторной цепи транзистора (рис. 8.11,*б*,*в*). На транзисторе *VT2* выполнена схема согласования потенциалов и термостабилизации усилительного каскада. Транзисторы *VT1* и *VT2* включены по постоянному току последовательно, при этом коллекторный ток транзистора *VT2* равен сумме коллекторного тока транзистора *VT1* и тока, протекающего через резистор *R8*. Для получения нулевого потенциала на входе падение напряжения на резисторе *R2* выбирается равным напряжению на переходе база-эмиттер транзистора *VT1*. Аналогичным образом, для обеспечения нулевого потенциала на выходе падение напряжения на резисторе *R8* устанавливается равным коллекторному напряжению транзистора *VT1*.

Резистор *R8* является элементом цепи ВЧ коррекции каскада. Шунтирующий конденсатор *C2* устраняет спад коэффициента усиления в области ВЧ из-за наличия резистора *R2*; при этом снижается усиление на частотах ниже $f_н \approx \dfrac{1}{2\pi R_2 C_2}$, что компенсируется за счет параллельного НЧ канала (транзистор *VT2*), коэффициент которого определяется сопротивлением резистора *R3*. Верхняя граничная частота НЧ канала выбирается примерно равной $f_н$ и регулируется изменением индуктивности дросселя *L1*, который также предотвращает шунтирование транзистора *VT1* выходной емкостью транзистора *VT2*.

В полосе частот 0...3 ГГц усилитель обеспечивает коэффициент усиления 8...10 дБ, к. с. в. н. входа и выхода не более 2,5, коэффициент шума не более 5 дБ. Время нарастания переходной характеристики 120 пс, выброс не более 8%. Потребляемый ток 18 мА.

8.2.4. Сравнение различных многотранзисторных схем

В [8.14] приведены номограммы и графики для выбора элементов каскада усиления на БТ по схеме с ОЭ, имеющего ООС по току и переменному напряжению. Эквивалентная схема такого каскада приведена на рис. 8.12,*а*. Верхняя частота полосы пропускания может достигать $f_в = (0{,}2\ldots0{,}3)f_т$.

Лучшее использование транзисторов в области ВЧ, $f_В = (0{,}5\ldots0{,}6)f_Т$, достигается в схеме, проанализированной в [8.15]. Это двухкаскадный усилитель ОЭ-ОЭ, за которым закрепилось название «двойка» (рис. 8.12,*б*).

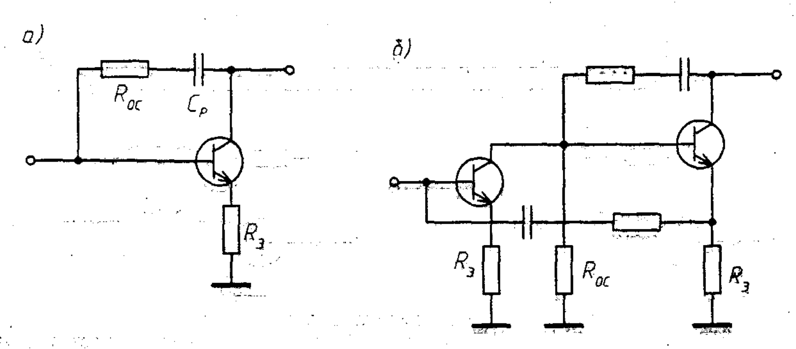


Рис. 8.12. Эквивалентные схемы усилителей:
а — каскада с ОЭ и ООС по току и переменному напряжению; *б* — «двойки»

На рис. 8.13 приведена схема четырехтранзисторного усилителя. В табл. 8.3 сопоставляются характеристики усилителей с использованием каскадов на рис. 8.12 и усилителя на рис. 8.13.

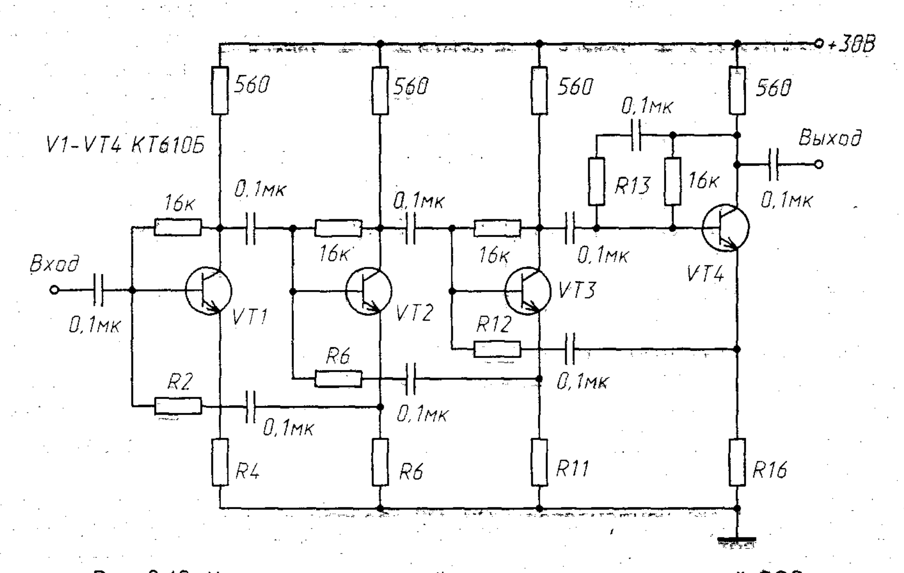


Рис. 8.13. Четырехтранзисторный усилитель с многопетлевой ООС

Параметры	Вариант 1	Вариант 2	Вариант 3
Коэффициент усиления, дБ	13	13	22
Верхняя частота полосы пропускания, МГц	130	380	130
Неравномерность АЧХ, дБ	±1	±1	±1
к. с. в. н. на входе	≤1,2	≤1,6	≤1,2
к. с. в. н. на выходе	≤1,3	≤1,3	≤1,3

Варианты усилителей: 1 — четыре каскада на рис. 8.12,*а*, $R_э$ = 30 Ом, $R_{ОС}$ = 187 Ом;

2 — два усилителя по схеме «двойки» на рис. 8.12,*б*, *R4* = *R8* = *R11* = *R16* = = 30 Ом, *R2* = *R6* = *R12* = *R13* = 187 Ом;

3 — на рис. 8.13, *R4* = *R8* = *R11* = *R16* = 30 Ом, *R2* = *R6* = *R12* = 100 Ом, *R13* = 187 Ом.

8.2.5. Усилитель для высокоомных источников сигнала

В технике эксперимента часто возникает необходимость усиления слабых широкополосных электрических сигналов, источники которых имеют большое выходное сопротивление (R_i = 10^3...10^4 Ом). Ниже описан высокочувствительный МШУ, предназначенный для работы в диапазоне частот 0,01...10 МГц с источником сигнала, имеющего R_i = 10^3...10^4 Ом [8.16].

Усилитель рис. 8.14 собран по четырехкаскадной схеме: первые два каскада на ПТ по схеме с ОИ, третий каскад — на БТ по схеме с ОЭ, четвертый — эмиттерный повторитель. Применение транзисторов *VT1*...*VT3*, сочетающих низкий уровень шума и малые значения реактивных элементов эквивалентной схемы, позволило добиться высокой чувствительности и широкой полосы пропускания усилителя.

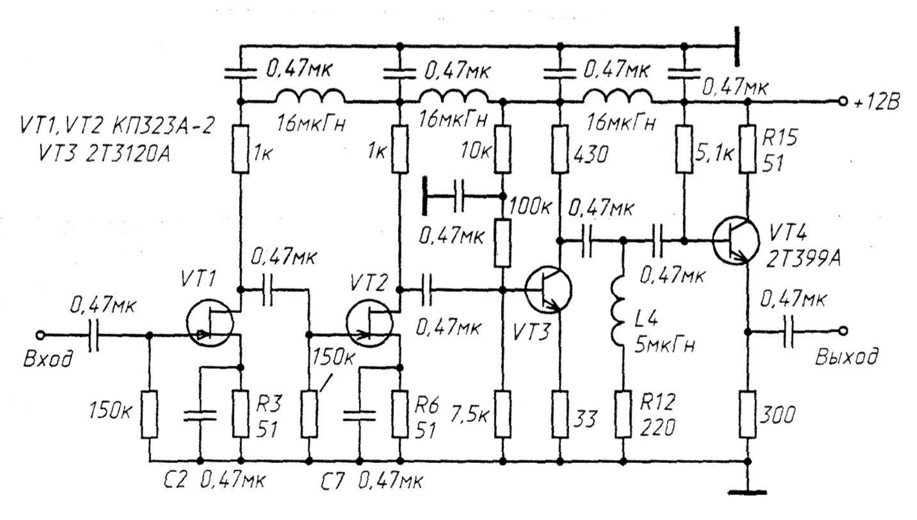


Рис. 8.14. МШУ на ПТ для высокоомных источников сигнала

Резисторы *R3*, *R6*, конденсаторы *C2*, *C7* обеспечивают режим ПТ по постоянному току, соответствующий минимуму шума (ток стока 4...5 мА). Коэффициент усиления по напряжению этих каскадов равен 10. Такое небольшое усиление обусловлено требованиями к полосе частот усиливаемых сигналов.

Третий каскад усиления выполнен на малошумящем БТ *VT3*, ток коллектора которого равен 5 мА. Для коррекции АЧХ в цепь нагрузки этого каскада включена цепь *R12L4* для подъема верхних частот и увеличения полосы пропускания усилителя в целом. Выходной эмиттерный повторитель на транзисторе *VT4* имеет выходное сопротивление около 50 Ом. Для устойчивости каскада в цепь базы и коллектора транзистора *VT4* включены резисторы *R14* и *R15*.

Основные характеристики усилителя: коэффициент усиления по напряжению не менее 40 в диапазоне частот 0,001...12 МГц; при сопротивлении источника сигнала от 3 до 20 кОм эквивалентная шумовая температура усилителя в диапазоне частот 0,01...10 МГц не превышает $T_ш \leq 100$ К. При $R_i = 5$ кОм значение $T_ш < 50$ К.

8.2.6. Схемы с непосредственными связями

Антенный усилитель рис. 8.15 предназначен для работы в диапазоне МВ телевизионного вещания (1...12 канал) и реализован по двухкаскадной схеме ОЭ-ОЭ [8.17].

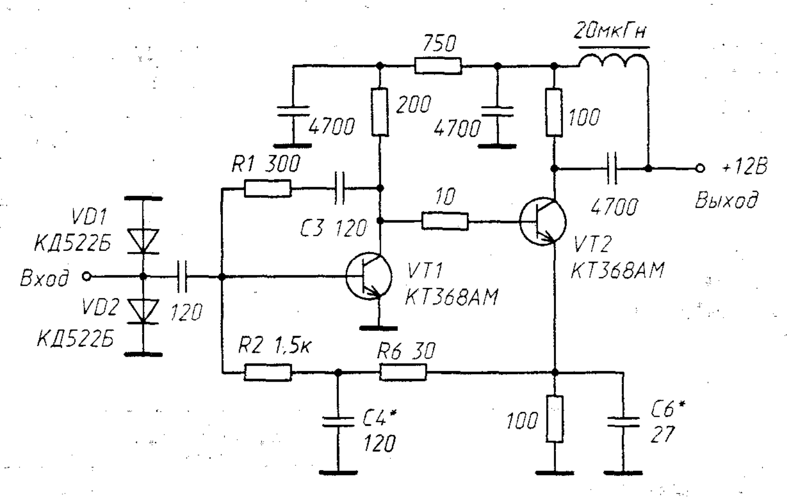


Рис. 8.15. Антенный усилитель диапазона МВ

Резисторы *R2* и *R6* создают между каскадами усилителя глубокую ООС по постоянному напряжению, обеспечивающую стабильность режимов. Конденсатор *C3* и резистор *R1* — цепь ООС по переменному напряжению, которая совместно с корректирующими конденсаторами *C4* и *C6* обеспечивает необходимую равномерность АЧХ в области НЧ и ВЧ соответственно.

При напряжении питания 12 В и потребляемом токе 18 мА коэффициент усиления равен 25 дБ в полосе частот 40...250 МГц. При снижении напряжения питания до 6 В усиление уменьшается на 2...3 дБ, потребляемый ток — до 12 мА.

На рис. 8.16 приведены схемы ШП усилителей, нагрузкой которых является пьезоэлектрический фильтр промежуточной частоты 10,7 МГц. Усилитель на рис. 8.16,*а* имеет на этой частоте коэффициент усиления по напряжению, равный 30. У усилителя на рис. 8.16,*б* более высокий коэффициент усиления (около 65) и лучшая стабильность за счет применения выходного эмиттерного повторителя на транзисторе *VT3* и цепей ООС: местной по току (резистор *R3*), общих по напряжению в цепь базы транзистора *VT1* с эмиттера транзистора *VT2* через резистор *R1* и в цепь эмиттера транзистора *VT1* с выхода усилителя (эмиттер транзистора *VT3*) через резистор *R4*. В некоторых вариантах схем транзисторы *VT1*, *VT3* заменены на КТ315Б.

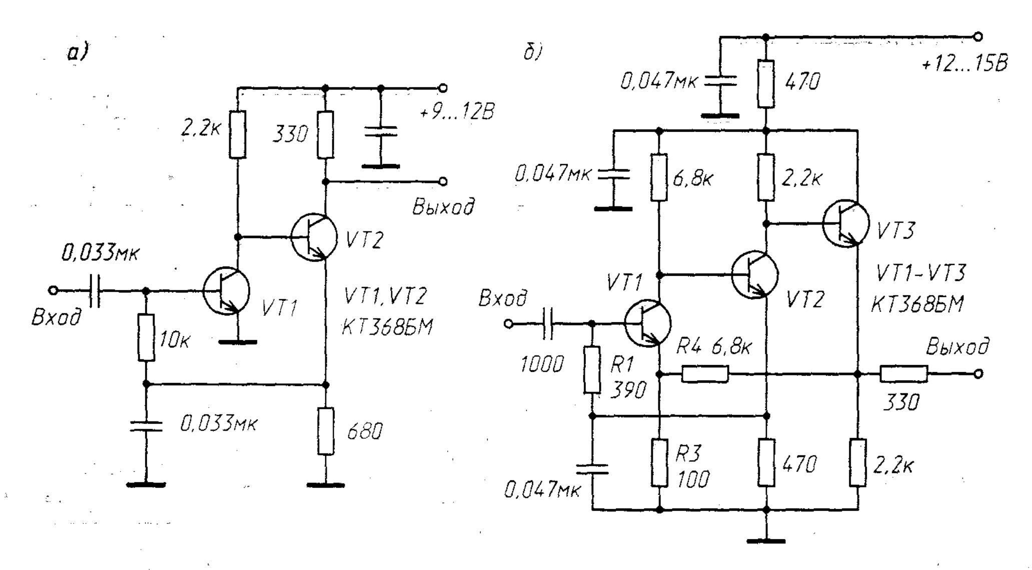


Рис. 8.16. Усилители для трактов ПЧ 10,7 МГц

Усилитель рис. 8.17 предназначен для работы с лавинными фотодиодами и другими приемниками наносекундных оптических импульсов [8.18] и содержит 3 каскада усиления, каждый из которых, в свою очередь, выполнен по схеме «двойки».

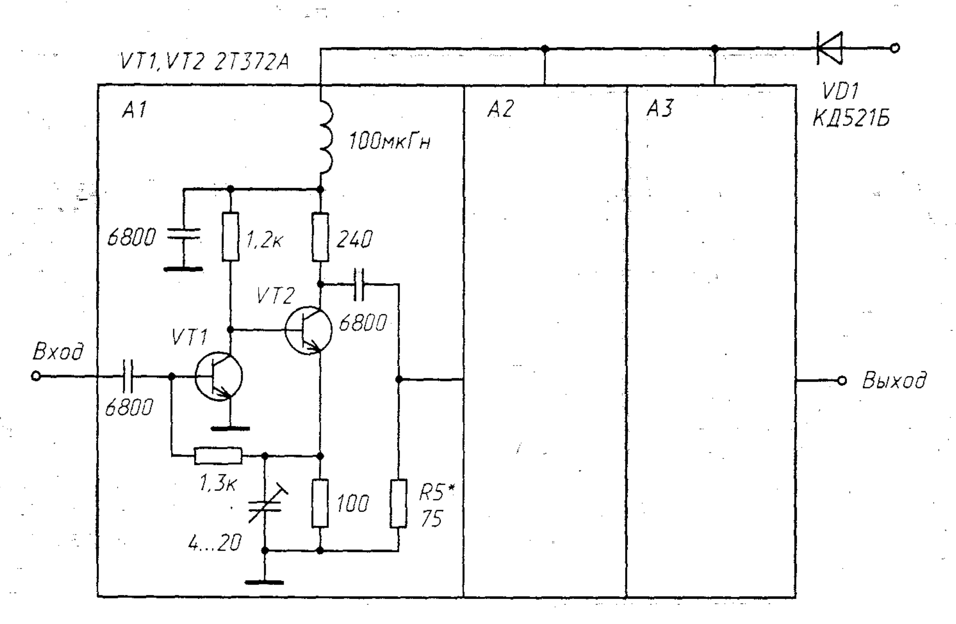


Рис. 8.17. Усилитель с корректируемой переходной характеристикой

Корректировать переходную характеристику усилителя можно за счет ослабления ООС с помощью подстроечных конденсаторов. Входное сопротивление каждой ячейки около 20 Ом, а выходное определяется сопротивлением резистора *R5*.

Весь усилитель имеет следующие параметры: коэффициент усиления около 60 дБ; время нарастания переходной характеристики не более 1,5 нс; среднеквадратичное напряжение шумов, приведенное ко входу, составляет 20 мкВ в полосе 400 МГц; при изменении напряжения питания в пределах 7...10 В коэффициент усиления уменьшается на 10%.

Усилитель на рис. 8.18,*а* выполнен по схеме «двойки» (ОЭ-ОЭ) и при входном сопротивлении 50 Ом обеспечивает усиление более 30 дБ в полосе частот до 100 МГц.

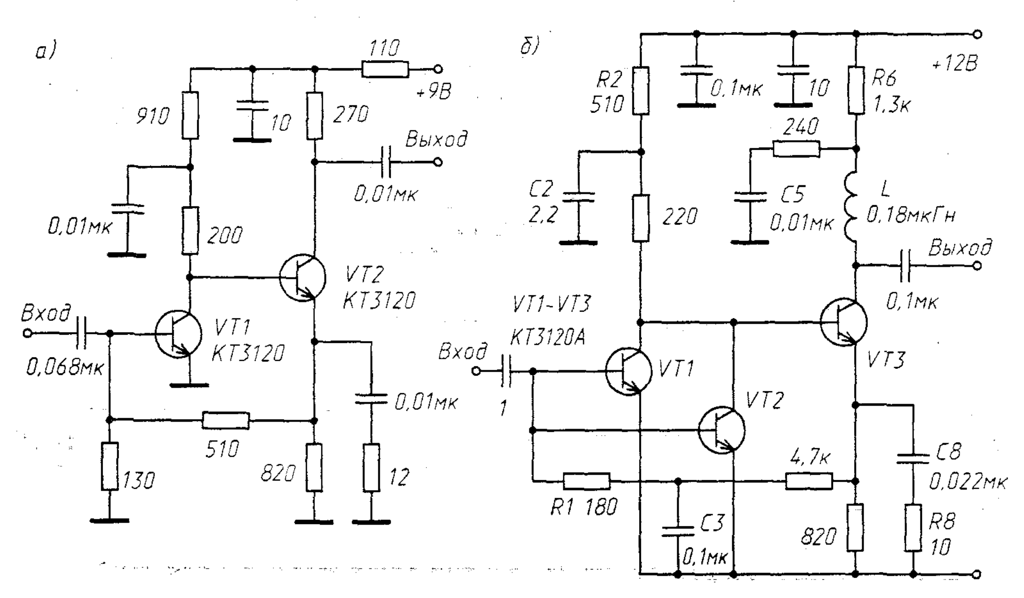


Рис. 8.18. Усилители с полосой до 100 МГц:
а — по схеме «двойки»; *б* — малошумящий, с параллельным включением входных БТ

Малошумящий усилитель на рис. 8.18,*б* содержит два каскада с ОЭ, охваченных общей параллельной ООС по напряжению и местной последовательной ООС по току. Параллельное соединение малошумящих СВЧ транзисторов позволило добиться шумовой температуры меньше 120 К. Полоса рабочих частот при усилении более 40 дБ равна 0,01...100 МГц при неравномерности АЧХ менее 1 дБ. Входное сопротивление 50 Ом.

Цепи коррекции *R2C2* и *R6C8* осуществляют подъем АЧХ на низких (до 200 кГц) частотах, *R8C8L* на высоких (более 35 МГц). Звено *R1C3* определяет входное сопротивление каскада, равное 50 Ом на частотах выше 200 кГц. Токи коллекторов всех транзисторов равны 5 мА, напряжение коллектор-эмиттер составляет 5 В.

При создании ШП усилителей в большинстве случаев приходится решать задачу согласования его входа и выхода с волновым сопротивлением кабеля. Наиболее просто согласование получается за счет диссипативных последовательных (в случае низкоомных входов и выходов у собственно усилителя) или параллельных (в случае высокоомных входов и выходов) цепей. Недостатком такого способа согласования является уменьшение как коэффициента передачи, так и динамического диапазона усилителя из-за увеличения шумов и снижения полезной мощности в нагрузке. Возможно применение согласующих цепей с реактивными элементами, однако они сложны в настройке и чувствительны к разбросу параметров.

В усилителе рис. 8.19 используется способ согласования, основанный на применении комбинированных обратных связей [8.19]. Так, например, сочетая во

входных каскадах параллельную и последовательную ООС, можно стабилизировать величину входного сопротивления и изменять ее, варьируя соотношение глубин двух ООС. Аналогичным образом можно изменять выходное сопротивление.

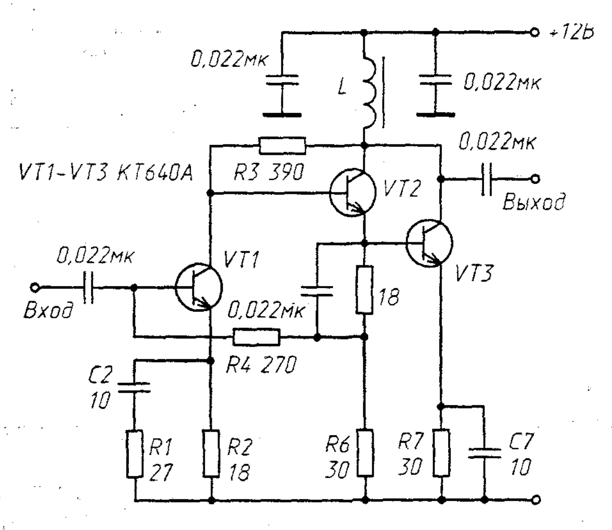


Рис. 8.19. Усилитель с комбинацией типов ООС

Для увеличения выходной мощности использовано сложение токов выходных каскадов на транзисторах *VT2*, *VT3* и питание их через высокочастотный дроссель, индуктивное сопротивление которого в 5...10 раз превышает сопротивление нагрузки усилителя на рабочих частотах. Входное сопротивление стабилизируется действием параллельной (резистор *R4*) и последовательной (элементы *R1*, *R2*, *C2*) ООС. Выходное сопротивление определяется глубиной ООС по току (элементы *R6*, *R7*, *C7*) и по напряжению (резистор *R3*). У входного каскада (транзистор *VT1*) сравнительно большой ток коллектора (20 мА) для улучшения линейности.

Усилитель имеет следующие основные характеристики: коэффициент усиления не менее 22 дБ; рабочая полоса частот 0,1...1000 МГц при неравномерности АЧХ не более 1 дБ; коэффициент шума не более 6 дБ; к.с.в.н. по входу не более 1,5 и по выходу для частот ниже 500 МГц не более 2; относительные уровни гармонических составляющих при выходном напряжении 3 В не превышает –40 дБ; потребляемый ток менее 130 мА.

8.2.7. Усилитель с взаимокомпенсацией нелинейностей каскадов

В многокаскадных усилителях появляется возможность взаимокомпенсации нелинейных эффектов отдельных каскадов. На рис. 8.20 показана несколько измененная схема усилителя [8.20] (введены местные ООС по переменному току для обеспечения устойчивости).

Транзисторы первого и третьего каскадов включены по схеме с ОЭ, второй и четвертый — эмиттерные повторители. Результирующий уровень НИ благодаря взаимной компенсации оказывается меньше НИ транзистора первого каскада.

Ток потребления составляет 3 мА, коэффициент усиления по напряжению равен 40.

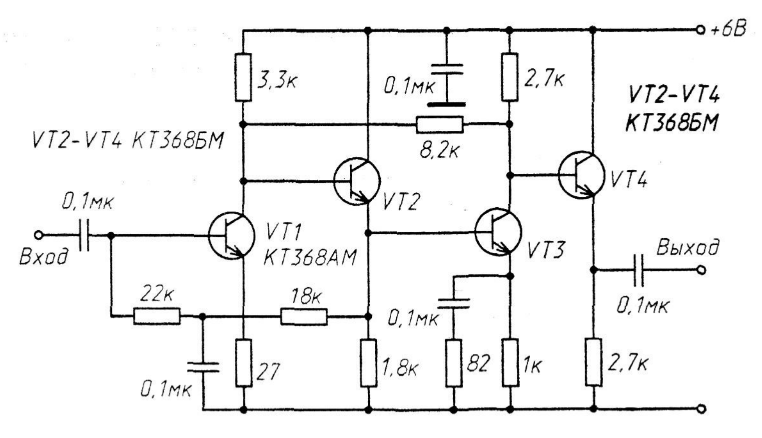


Рис. 8.20. Усилитель по схеме ОЭ-ОК-ОЭ-ОК

8.2.8. Многокаскадный усилитель без корректирующих реактивных цепей

ШП усилители с полосой в сотни мегагерц можно строить без применения корректирующих реактивных цепей, что способствует воспроизводимости характеристик усилителя, упрощает его конструкцию и облегчает задачу его миниатюризации.

Принципиальная схема такого усилителя показана на рис. 8.21 [8.21]. Первые два каскада образуют пару ОБ-ОЭ, называемую также «инверсным каскодом». Достоинством этого варианта включения, имеющего широкую по частоте область устойчивой работы, является простота ШП согласования волнового сопротивления кабеля ρ и входного сопротивления усилителя. В данном случае удовлетворительное согласование обеспечивается включением резистора *R1* с номиналом, меньшим ρ на величину входного сопротивления каскада с ОБ. Вход 2 имеет значительно меньшее входное сопротивление. Режим по постоянному току стабилизируется за счет ООС по току (резисторы *R5*, *R3*) и по напряжению (резистор *R4*).

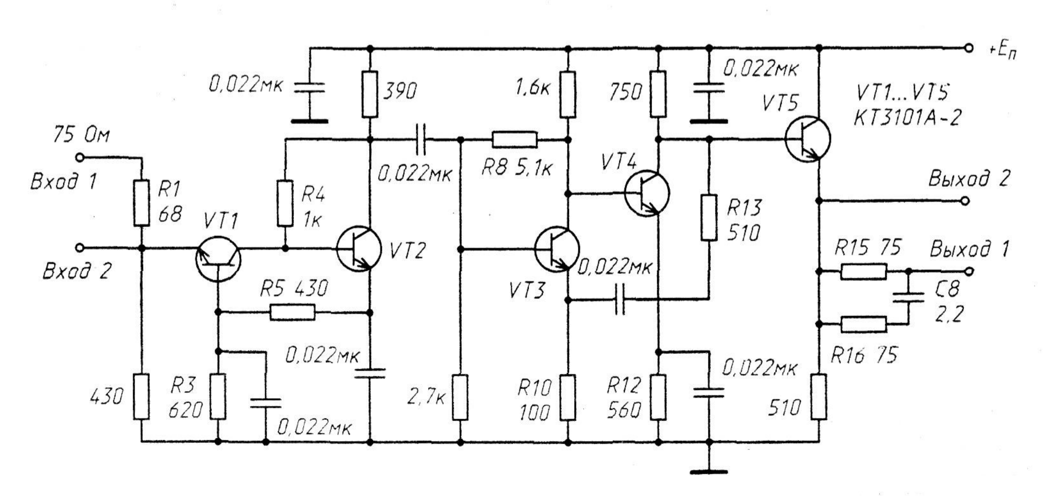


Рис. 8.21. Усилитель на базе каскадов со слабым взаимодействием

Последующие два каскада (транзисторы *VT3*, *VT4*) охвачены последовательной ООС по напряжению (резисторы *R13*, *R10*). Режим в этих каскадах стабилизирован местными ООС по току (резисторы *R10*, *R12*) и напряжению (резистор *R8*). Для согласования с сопротивлением нагрузки используется эмиттерный повторитель на БТ *VT5* с согласующей цепью *R15R16C8*. При работе на емкостную нагрузку может применяться низкоомный выход 2.

В основу построения данного усилителя положен принцип слабого взаимодействия каскадов, при котором входные и выходные импедансы последовательно соединенных каскадов существенно различны. При этом не обеспечивается передача максимальной мощности от каскада к каскаду, однако значительно снижается влияние как паразитных реактивностей, так и изменений параметров элементов схемы. Общий коэффициент усиления $K \approx \dfrac{R_{14}R_{13}}{2R_{10}\rho}$ оценивается как произведение коэффициентов передачи отдельных каскадов.

Усилитель имеет следующие основные характеристики: коэффициент усиления равен 30 дБ при согласовании на входе и выходе; рабочая полоса частот по уровню −3 дБ составляет 1...700 МГц; неравномерность АЧХ в полосе частот 1...550 МГц не превышает 1 дБ; амплитуда выходного сигнала на нагрузке 75 Ом не менее 0,5 В; потребляемая мощность не более 350 мВт.

8.2.9. Измерительный усилитель

Для измерений амплитудных и временных характеристик импульсных и ВЧ сигналов требуются усилители со следующим сочетанием параметров: большими стабильными ПП и коэффициентом усиления, высокой линейностью, малым собственным шумом, необходимым ДД с возможностью работы на низкоомную нагрузку.

Ниже приведена схема усилителя (рис. 8.22), разработанного с учетом вышеперечисленных требований [8.22]. Комплементарная транзисторная пара *VT1* и *VT2* образует ВЧ тракт усиления, имеющий нулевые уровни на входе и выходе. Выходной эмиттерный повторитель *VT5*, *VT6* позволяет работать на нагрузку 25 Ом. Параллельно ВЧ тракту включен НЧ тракт на ОУ DA, который сравнивает входное напряжение ВЧ тракта с выходным, разделенным в коэффициент усиления раз. Усиленный сигнал ошибки подается в цепь эмиттера транзистора *VT3* для компенсации дрейфа нулевого уровня на выходе.

Транзисторы *VT1*, *VT2* охвачены ООС по напряжению (цепь *R7*, *R15*). Сопротивления *R7*, *R15*, а также емкость ВЧ коррекции *C3* выбраны из условия получения субнаносекундных фронтов выходных сигналов при обеспечении необходимой стабильности усилителя. Для обеспечения минимальной задержки в петле ООС транзисторы *VT1* и *VT2* должны иметь минимальную постоянную времени обратной связи $\tau_К = r_Б C_К$. Кроме того, транзистору *VT2* необходимо обеспечивать большие токи, так как в цепи эмиттера включено малое динамическое сопротивление стабилитрона *VD3* (около 2 Ом) и конденсатор *C8*. Поэтому в качестве *VT2* применен транзистор типа КТ371А с $f_Т$ = 3 ГГц.

Выходной эмиттерный повторитель работает с большими токами (до 100 мА в импульсе) и большой крутизной фронтов, что предъявляет особые требования к параметрам транзисторов. Лучше всего этим требованиям удовлетворяют транзисторы p-n-p проводимости типа КТ3109А.

ОУ типа К153УД5 использован для стабилизации нулевого уровня на выходе. Диоды *VD4*...*VD8* служат для защиты по току выходных эмиттерных повторителей. Если на вход подан достаточно длительный сигнал такой амплитуды, что напряжение на выходе становится больше 1,6 В, диоды открываются, вызывая разбаланс

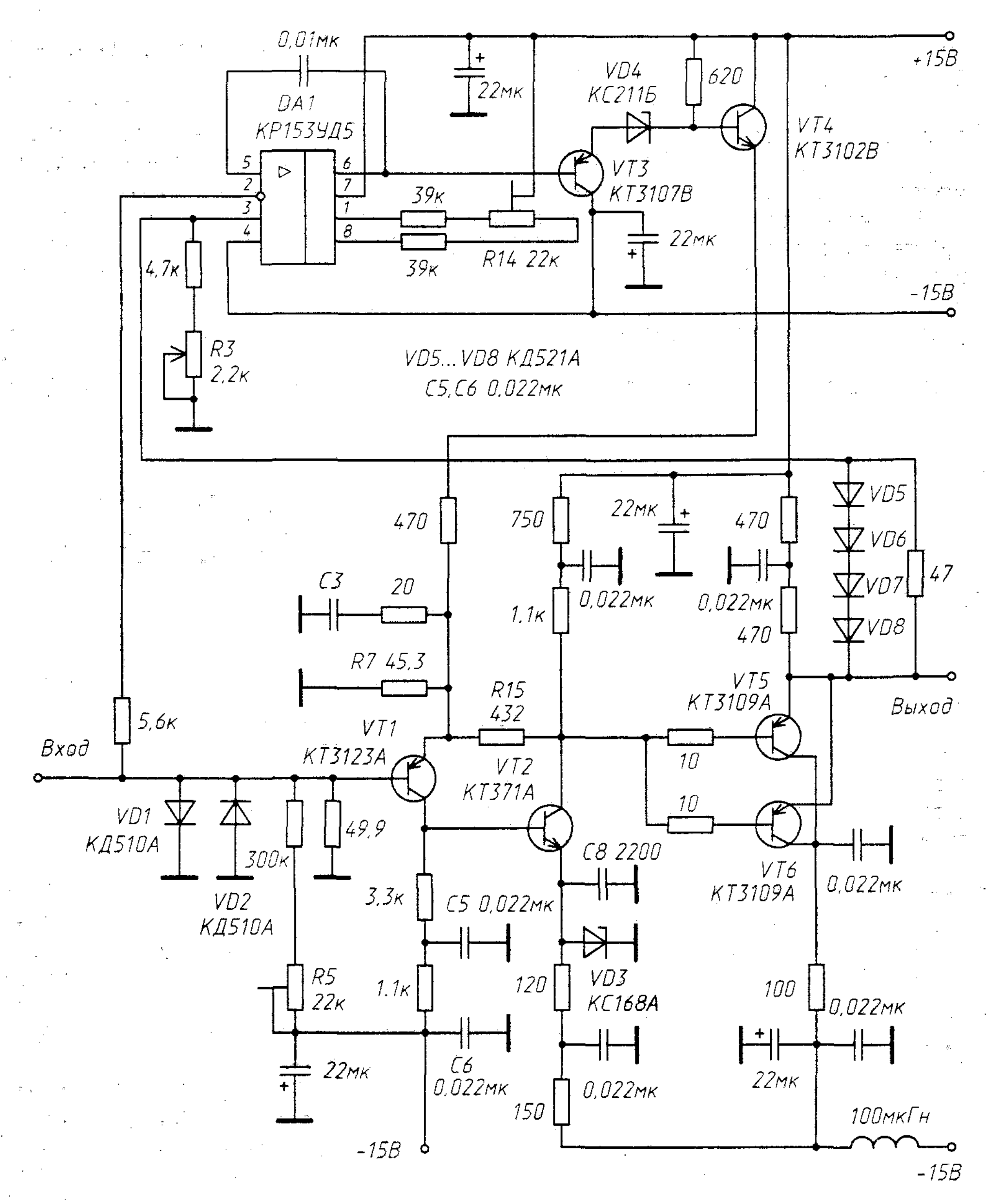


Рис. 8.22. Измерительный усилитель с параллельными ВЧ и НЧ каналами

ОУ, что приводит к ограничению выходного напряжения. Время срабатывания для данного ОУ составляет примерно 1 мкс.

Резисторами *R5* и *R14* осуществляется подстройка режима по постоянному току. Резистором *R3* подстраивается плоская часть выходного импульса. С помощью емкости *C3* корректируется фронт выходного сигнала его длительность не должна превышать 1 нс при ступенчатом входном сигнале с длительностью фронта около 0,5 нс.

АЧХ усилителя имеет подъем, начиная с частот 180...200 МГц. Этот подъем максимален на частоте 290 МГц и составляет 3...5 дБ, затем усиление спадает с

частотой. Подъем АЧХ вызывает выбросы на переходной характеристике (0,1...0,2 от установившегося значения), на величину которых оказывает влияние индуктивность выводов конденсаторов развязок (желательно применять безвыводные конденсаторы).

Основные параметры усилителя: собственное время нарастания не превышает 0,9 нс в диапазоне амплитуд выходных импульсов +0,25...1,6 В на нагрузке 25 Ом; коэффициент усиления по напряжению K_U = 9,5...10,5; шум, приведенный ко входу, не превышает 80 мкВ; входной импеданс 50 Ом; дрейф выходного нулевого уровня не более 0,3 мВ/С°; долговременная стабильность нулевого уровня (уход) не превышает 0,1 мВ; интегральная нелинейность не превышает 1% в динамическом диапазоне на нагрузке 25 Ом.

8.2.10. Усилители с повышенной стабильностью характеристик

Значительно повысить термостабильность параметров ШП усилителей таких как выходная мощность, усиление, снизить влияние эффекта детектирования входной цепи БТ на параметры каскада и НИ можно за счет применения активной стабилизации режима каскада по постоянному току (рис. 8.23). В таких схемах поддерживается постоянным падение напряжения на коллекторном резисторе (*R4* и *R4*, *R8* для схем на рис. 8.23,*а*,*б* соответственно).

Усилитель на рис. 8.23,*а* представляет собой несколько измененную схему усилителя ВЧ [8.5]. Для уменьшения к. с. в. н. по входу введены резистор *R3* и конденсатор *C3*. Входное и сопротивление нагрузки усилителя 50 Ом, коэффициент усиления не менее 20 дБ в полосе частот 1...250 МГц при неравномерности АЧХ не более 1 дБ. Усилитель может быть использован в качестве выносного антенного для работы в телевизионном диапазоне МВ.

Усилитель рис. 8.23,*б* выполнен по схеме со сложением напряжений, параллельным питанием [8.23] и используется в качестве выходного каскада усилителя средней мощности с регулируемым усилением [8.24].

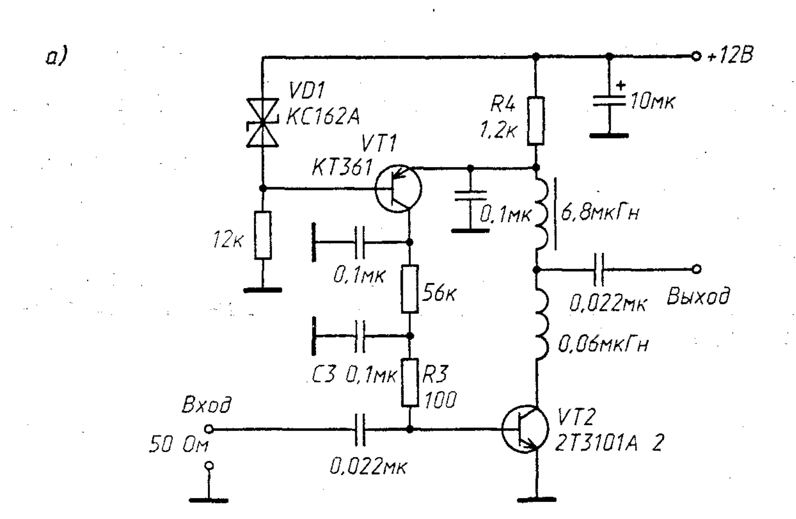
АЧХ рассматриваемого усилителя корректируется с помощью ускоряющей емкости в базе транзистора *VT2*. Для получения максимальной выходной мощности каскада емкость конденсатора в цепи базы транзистора *VT3* выбирается из условия получения коэффициента усиления транзистора по напряжению, равного двум во всем рабочем диапазоне частот. Это эквивалентно обеспечению входного сопротивления транзистора *VT3*, равного 25 Ом. Неравномерность АЧХ не более ±1 дБ в диапазоне частот 50...1500 МГц; выходная мощность 1,5 Вт.

Схемы активной стабилизации режима применяются также для улучшения характеристик ШП усилителя-ограничителя [8.25] и МШУ диапазона 0,7...2 ГГц [8.26].

8.3. Усилители с большим динамическим диапазоном

На практике зачастую необходимо усиливать слабые сигналы в широкой полосе частот на фоне различных помех. Такие ситуации возникают во входных УРЧ и первой ПЧ профессиональных радиоприемных устройств декаметрового и более длинноволновых диапазонов; в ШП антенных усилителях и усилителях спектроанализаторов, панорамных и измерительных приемников; в многоканальных системах передачи информации.

Во всех перечисленных усилителях имеются сигналы высокого уровня как полезные в усилителях для многоканальной работы, так и помехи во всех других вышеупомянутых случаях. Образующиеся за счет действия этих сигналов на нелинейности усилителя гармонические и комбинационные составляющие могут попадать в полосу обрабатываемого в дальнейшем сигнала низкого уровня, при-



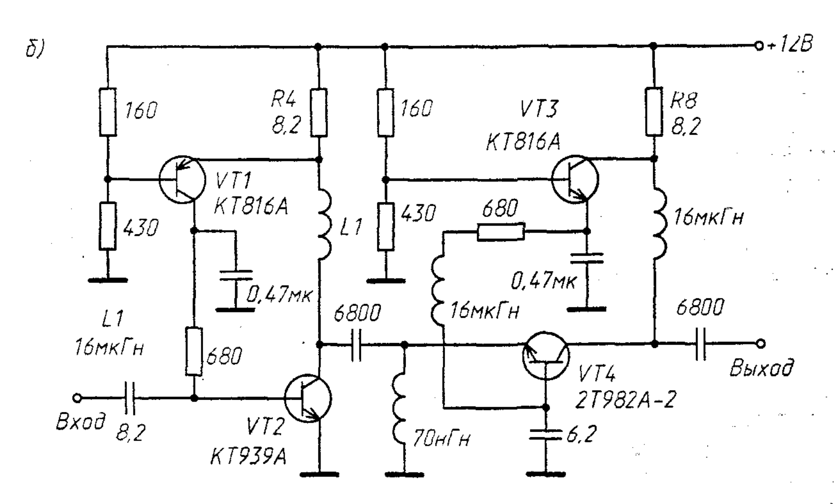


Рис. 8.23. Усилители с повышенной стабильностью характеристик

водя к снижению помехоустойчивости и других качественных характеристик работы устройства в целом.

Очевидно, что в таких случаях важнейшей характеристикой усилителя является ДД, который связан, с одной стороны, с уровнем собственных шумов усилителя, с другой стороны, с проявлением его нелинейных свойств.

В работе [8.27] исследован ДД некоторых схем ШП усилителей для работы в диапазоне КВ (рис. 8.24). В каскаде на БТ с ОБ (*VT1*) были использованы транзисторы типа КТ368Б и КТ606А в разных режимах, определяемых цепями смещения (см. табл. 8.4).

Выходное сопротивление усилителей согласовано с нагрузкой 75 Ом через истоковый повторитель на ПТ КП903А с ШП трансформатором в цепи истока.

ДД определялся при режиме усилителя по постоянному току $U_{КЭ} = U_{СИ} = 6...7,5$ В. Результаты измерений основных параметров приведены в табл. 8.5.

ДД по блокированию (при уровне полезного сигнала 100 мкВ) составил для усилителя на транзисторе КТ368Б -87 дБ, КТ606А −110 дБ и КП903А −113 дБ относительно 1 мкВ. Приведенное ко входу напряжение собственных шумов усилителей в полосе пропускания 1 кГц равно 0,011...0,013 мкВ.

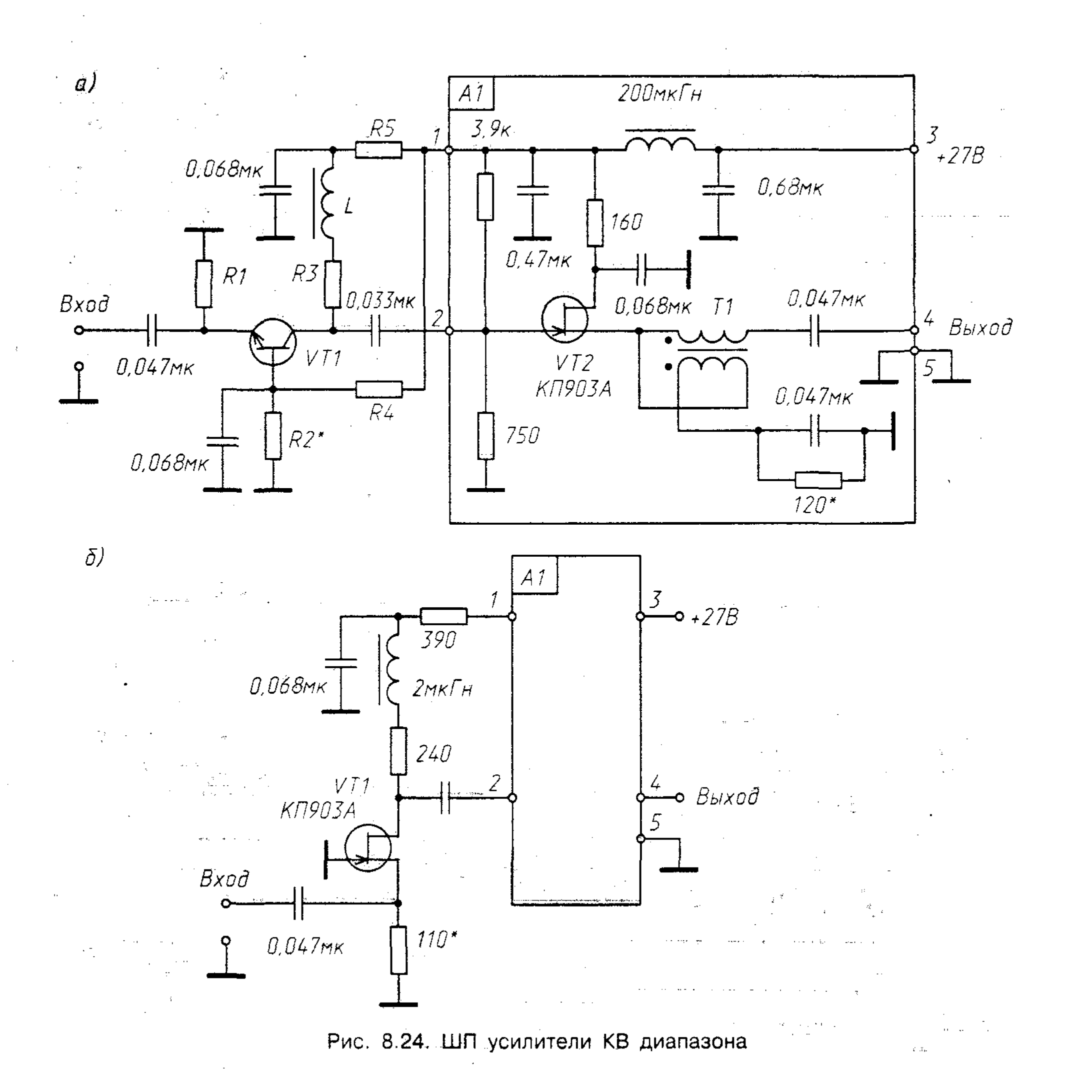


Рис. 8.24. ШП усилители КВ диапазона

Таблица 8.4

Транзистор *VT1*	*R1*, Ом	*R2*, кОм	*R3*, Ом	*R4*, кОм	*R5*, кОм	*L*, мкГн
КТ368Б	160	15	240	300	8,2	35
КТ606Б	160	24	240	36	0,82	2

Для испытаний различных радиоэлектронных высоколинейных устройств необходимо иметь источники многочастотных тестовых сигналов большой мощности (амплитуды) и малыми НИ. На рис. 8.25 приведена схема высокочастотного усилителя-сумматора с мостовой развязкой каналов и малыми НИ [8.28].

На входы обоих каналов, построенных идентично, от генераторов стандартных сигналов или других источников подаются высокочастотные напряжения. Первый каскад, выполненный на транзисторе *VT1*, обеспечивает согласование малого, имеющего комплексный характер входного сопротивления двухтактного усилителя мощности с выходным сопротивлением источника сигналов. В усилителе мощности используются комплементарные БТ типа КТ904А и КТ914А. Для снижения НИ и обеспечения стабильности режима используется ООС по току (резисторы *R8*, *R9*).

Таблица 8.5

Частота, МГц	Коэффициент усиления по напряжению			Максимальный вых. сигнал, дБ, относительно 1 мкВ			Динамический диапазон, дБ (относительный)		
	КТ368Б	КТ606А	КП903А	КТ368Б	КТ606А	КП903А	КТ368Б	КТ606А	КП903А
0,5	6,2	9.5	8	106	124	126	109,2	123,4	127,6
1	6,5	9,5	8	106	124	126	108,6	123,4	127,6
1,5	6,9	9,5	8	106	124	126	108,3	123,4	127,6
3	7,6	9,5	8	106	124	126	107,5	123,7	128,4
5	7,6	9,7	8,3	106	124	126	108,2	123,2	128,1
10	6,6	9,4	8,5	106	124	126	108,6	123,2	127,9
15	5,2	9,5	8,8	106	124	126	110,5	123,3	127,4
20	4,6	9,4	7,7	106	124	126	111	123,3	128,7
25	3,7	7,9	6,4	106	124	126	111	124,7	129,5

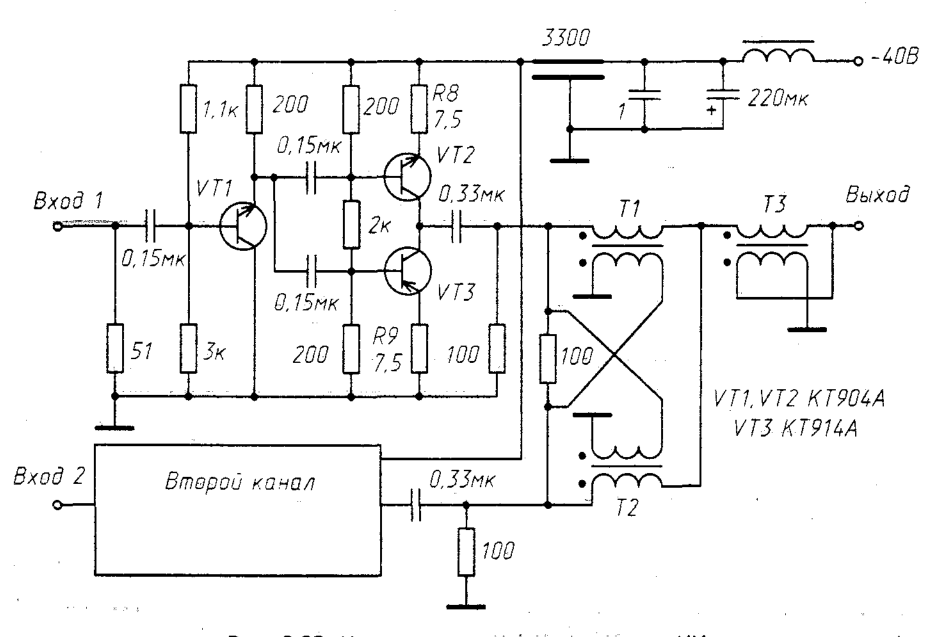


Рис. 8.25. Усилитель-сумматор с малыми НИ

Нагрузкой служит мостовой сумматор ВЧ сигналов на ТДЛ *T1* и *T2*, выполненных на кольцевом сердечнике М4000НМ К30х16х10 и содержащий по 19 витков двухпроводной линии передачи с волновым сопротивлением ρ = 200 Ом. Трансформатор *T3* согласует нагрузку (50 Ом) и выходное сопротивление мостового сумматора. Его конструктивные данные те же, что и для *T1* и *T2*, за исключением ρ, которое имеет величину 100 Ом. Расчет ТДЛ можно найти в [8.5].

Технические характеристики мощного сумматора гармонических ВЧ сигналов: диапазон рабочих частот не уже 0,05...50 МГц; коэффициент усиления по напряжению 9...11 дБ; максимальная амплитуда выходного напряжения не менее 5 В; входное и выходное сопротивление 50 Ом; коэффициент гармоник менее 2%; коэффициент перекрестных искажений при $U_{вых}$ = 3,16 В и глубине модуляции 30% не превышает 0,2%; уровень приведенных шумов во всем частотном диапазоне в полосе 10 кГц не более 3 мкВ.

Резистивные виды линейной ООС увеличивают шумы усилителя и приводят к потере мощности сигнала, снижая коэффициент усиления. «Бесшумная» линейная ООС (ООС без потерь) снижает НИ усилителя, расширяя ДД без заметного увеличения шумов.

Для реализации бесшумной линейной ООС используют реактивные цепи (ВЧ трансформаторы и автотрансформаторы). Схемы усилителей с бесшумной ООС показаны на рис. 8.26—8.29.

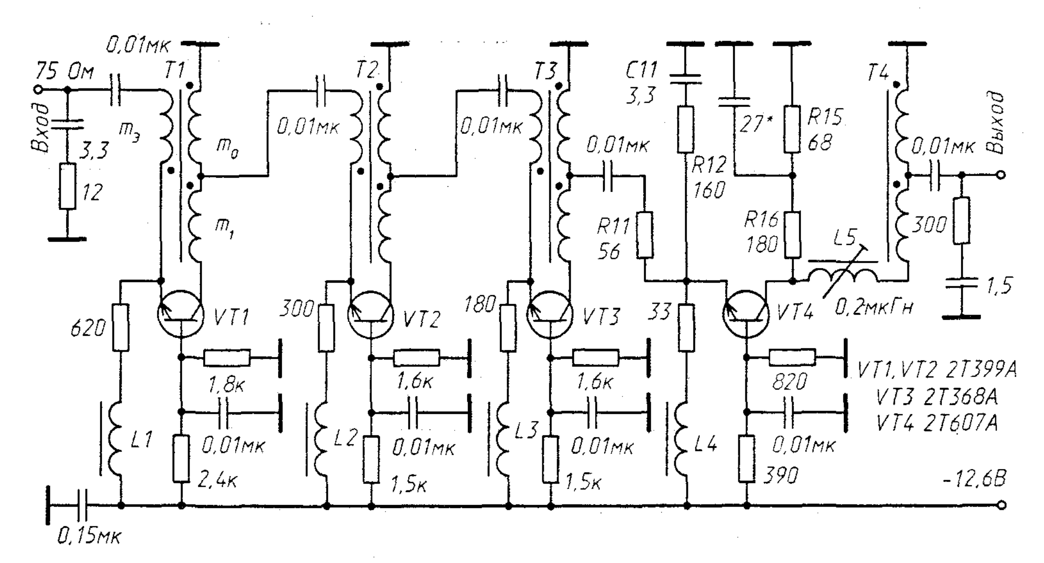


Рис. 8.26. Усилитель ОБ-ОБ-ОБ-ОБ с трансформаторной ООС

Рассмотрим схему рис. 8.26 [8.29]. Пусть число витков обмотки трансформатора, подключенной к эмиттеру транзистора, равно $m_э$, а число витков полуобмоток, подключенных к корпусу и коллектору соответственно m_0 и m_1. Обозначим отношения: $\frac{m_0}{m_э} = n_0$, $\frac{m_1}{m_э} = n_1$. Предполагая, что выход транзистора с ОБ — источник тока, а трансформатор идеальный, усиление каскада по напряжению $K = n_0$, входное и выходное сопротивления:

$$Z_{вх} = \frac{Z_н(1+n_0+n_1)}{n_0^2}, \quad Z_{вых} = \frac{Z_г n_0^2}{1+n_0+n_1}.$$

Таким образом, входное сопротивление каскада пропорционально сопротивлению нагрузки каскада $Z_н$, а выходное сопротивление — сопротивлению источника сигнала $Z_г$. При выполнении условия $n_1 = n_0^2 - n_0 - 1$ $Z_{вх} = Z_н$, $Z_{вых} = Z_г$. Следовательно, при работе каскада в тракте с волновым сопротивлением $R_0 = Z_г = Z_н$ для согласования необходимо, чтобы $Z_{вх} = Z_{вых} = R_0$.

Режим каскада по постоянному току выбирается из условия отсутствия компрессии коэффициента усиления при напряжении на входе $U_{вх}$. При этом ток коллектора $I_к \geq \frac{U_{вх}}{R_0}$, а напряжение коллектор-база $U_{кб} \geq 1{,}4U_{вх}(n_0 + n_1)$. Из-за конечной величины выходной проводимости транзистора, существования монтаж-

ной емкости и отличия реального трансформатора от идеального указанные выше соотношения выполняются приближенно (снижается усиление несколько меньше n_0 и возрастает неравномерность АЧХ с увеличением n_0 и частоты). Поэтому нецелесообразно иметь усиление каскада более 10 дБ. С другой стороны, для $Z_Г = Z_Н = R_0$ необходимо иметь усиление, равное 5 дБ.

В первых трех каскадах усилителя у трансформаторов число витков $m_э = 2{,}75$ и $m_0 = m_1 = 6{,}75$, а фактическое усиление на каскад приблизительно 7 дБ. Так как усиление каскадов мало, то для предотвращения ухудшения коэффициента шума за счет последующих каскадов первые три выполнены на малошумящих БТ. Для обеспечения независимости входного и выходного сопротивлений от сопротивления нагрузки и источника сигнала, а также повышения устойчивости его оконечный развязывающий каскад выполнен по схеме с ОБ без использования ООС.

Выходное сопротивление 75 Ом создается за счет резисторов *R15*, *R16* и трансформатора оконечного каскада *Т4*. Последний содержит 12 витков с отводом от 8 витка, считая от заземленного конца. Конденсатор *С12* устраняет неравномерность АЧХ в области ВЧ, обусловленную резонансными явлениями в трансформаторах. Для получения входного сопротивления 75 Ом используется резистор *R11*. Конденсаторы *С11* и *С14*, а также индуктивность *L5* предназначены для улучшения к. с. в. н. в области ВЧ по входу и выходу соответственно. Резисторы, включенные последовательно с указанными конденсаторами, необходимы для повышения устойчивости за пределами его частотного рабочего диапазона. Для обеспечения устойчивости введена также цепь *R12*, *С11*. Длина цепей заземления базы должна быть минимальной.

Трансформаторы и дроссели выполнены на магнитопроводах 1500НМ-3 К5х3х1,5. Дроссель содержит 15 витков. Трансформатор *Т4* намотан в два провода, остальные в три провода марки ПЭВ диаметром 0,2 мм.

При работе в 75-омном тракте усилитель имеет следующие характеристики в диапазоне частот 10...200 МГц: коэффициент усиления 20 дБ при неравномерности АЧХ 1 дБ; коэффициент шума не более 3 дБ; к.с.в.н. по входу и выходу не более 1,5 и 2 соответственно; максимальное выходное напряжение 2,5 В; уровень гармоник при $U_{вх} = 100$ мВ не более −35 дБ для второй и −40 дБ для третьей; верхняя частота полосы пропускания по уровню −3 дБ не менее 250 МГц, нижняя — не более 5 МГц; потребляемая мощность не более 2,1 Вт. Допустимо использование напряжения питания −6,3 В.

Трансформаторная ООС может быть введена в каскад усиления на БТ по схеме с ОЭ [8.5]. Основная схема такого усилителя приведена на рис. 8.27.

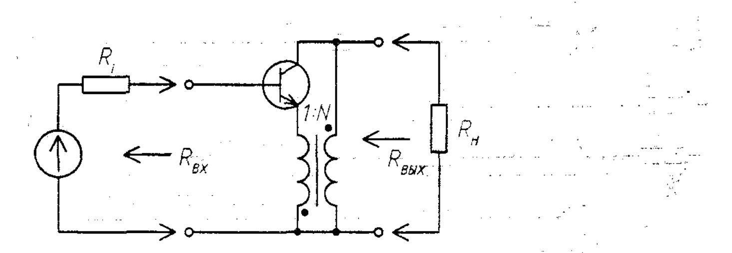


Рис. 8.27. Основная схема каскада на БТ с ОЭ и трансформаторной ООС

Основные параметры каскада зависят от тока эмиттера транзистора и коэффициента трансформации *N*. Входное и выходное сопротивления определяются по формулам:

$$R_{вх} = r_Б + h_{21Э}\left(\frac{N+1}{N^2}R_Н + r_Э\right);$$

$$R_{вых} = \frac{N^2}{h_{21Э} + (N+1)}(R_i + r_Б + h_{21Э}r_Э).$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{N}{1 + \dfrac{N^2(r_Б + h_{21Э}r_Э)}{h_{21Э}(N+1)R_Н}}.$$

Возможные значения этого коэффициента находятся в пределах 2...12 дБ, коэффициент шума зависит от применяемого БТ и составляет 2,2...4 дБ.

На рис. 8.28 приведена схема усилителя, выходное сопротивление которого согласовано с нагрузкой 50 Ом за счет обмотки с количеством витков m_3. Входное сопротивление относительно велико (более 1 кОм). Реактивные сопротивления элементов *L1*, всех *C1* и *C2* на низшей рабочей частоте должны иметь сопротивления ≤10 Ом, ≤1 Ом и ≥500 Ом соответственно (см. табл. 8.6). Сопротивления резисторов *R1*...*R4* и количество витков обмотки m_3 трансформатора *T* зависят от тока эмиттера БТ, тип которого также необходимо выбирать в зависимости от этого тока, что отражено в табл. 8.7.

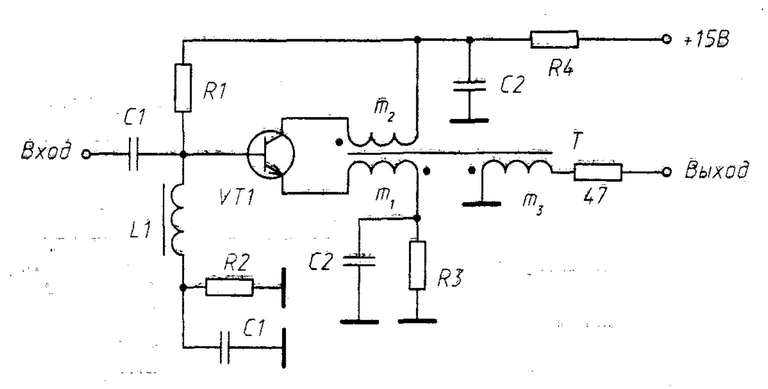


Рис. 8.28. Каскад усиления на БТ с ОЭ и трансформаторной ООС

Таблица 8.6

Диапазон рабочих частот, МГц	*C1*, нФ	*C2*, мкФ	*L1*, мкГн
1...50	47	0,47	500
30...200	2,2	0,022	10

Таблица 8.7

$I_К$, мА	*R1*, Ом	*R2*, Ом	*R3*, Ом	*R4*, Ом	m_3, количество витков	Тип транзистора
14	1500	820	220	200	6	КТ368, КТ399
33	820	390	100	56	7	КТ610
55	470	220	56	33	9	КТ610, КТ939

Трансформатор T намотан на сердечнике марки М4000...6000 К5х3х1,5 проводом диаметром 0,16 мм. Количество витков $m_1 = 3$, $m_2 = 10$. Намотка — скрученными проводами.

Сравнение потенциальных возможностей различных усилителей по ДД с учетом шумов активных элементов может быть выполнено на основании следующего выражения для ДД, определяемого двухсигнальным методом по подавлению составляющих взаимной модуляции [8.30]:

$$D_{21} = \left(\frac{\sqrt{M_{21}P_0}}{F_Ш k T_0 \Delta f}\right)^{2/3},$$

где M_{21} — подавление составляющих взаимной модуляции при уровнях мощности входных сигналов, равных P_0;

$F_Ш$ — коэффициент шума усилителя;

T_0 — абсолютная температура, К;

Δf — полоса частот основной селекции, Гц.

ШП усилители на БТ имеют ДД не более 70...85 дБ [8.31]. Получение большего ДД возможно при использовании ПТ, имеющих близкую к квадратичной проходную характеристику, что обеспечивает лучшее подавление составляющих взаимной модуляции M_{21} при том же уровне входных сигналов $P_{вх}$ в сочетании с бесшумной линейной ООС [8.32].

На рис. 8.29 представлены схемы усилителей на ПТ, включенных по схеме с ОЗ, что обеспечивает широкую полосу рабочих частот и хорошее согласование по входу с 50-омным трактом.

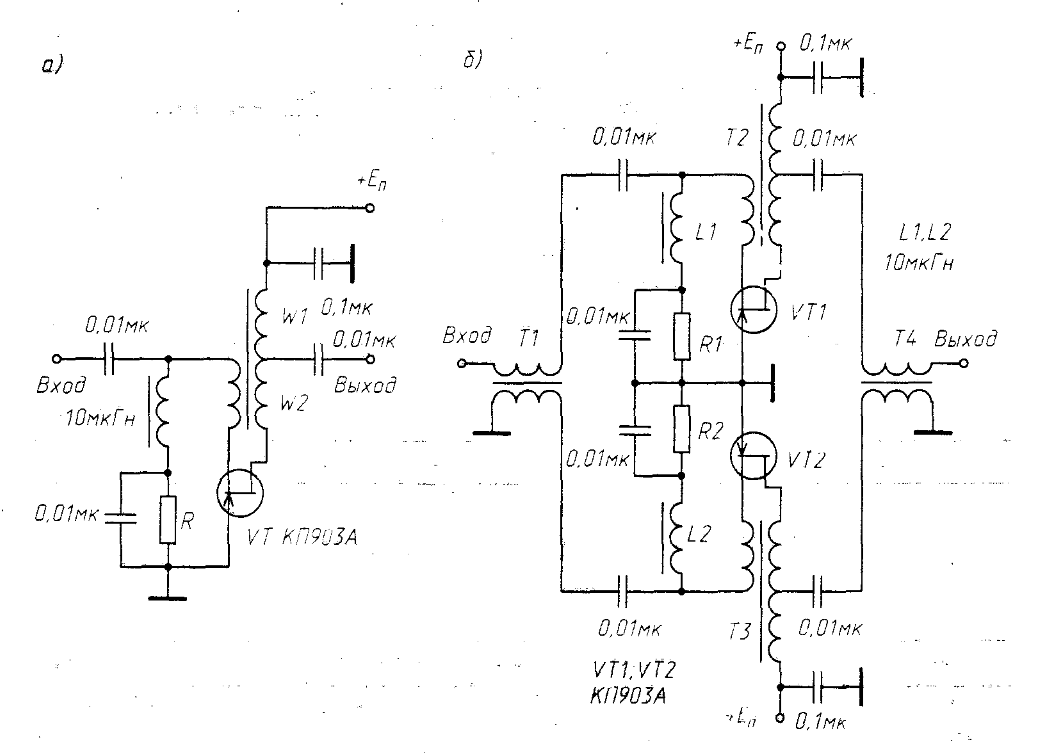


Рис. 8.29. Каскады усиления на ПТ с ОЗ и трансформаторной ООС: *а* — однотактная; *б* — двухтактная

Нагрузкой каскада служит вторичная обмотка трансформатора *Т*. Отвод от ее средней точки обеспечивает выход усиленного сигнала и согласование с нагрузкой 50 Ом. Режим по постоянному току транзистора задается с помощью резистора *R*.

Для повышения верхней границы диапазона рабочих частот целесообразно использовать трансформатор *Т* на феррите с первичной обмоткой из одного витка короткого отрезка провода, пропущенного в отверстие тороидального сердечника. Нижняя граничная частота определяется индуктивностью вторичной обмотки трансформатора. Исходя из этих ограничений для обеспечения широкой рабочей полосы трансформатор *Т* необходимо выполнять на ферритовых сердечниках с магнитной проницаемостью 600...1000 и размерами К4х2х1,5 или К7х5х2; при этом число витков вторичной обмотки должно быть m_1 = 5...7, m_2 = 7...10.

Измеренные зависимости коэффициента усиления по мощности K_P и коэффициента шума $F_ш$ в рабочей полосе частот приведены на рис. 8.30, а зависимости коэффициентов подавления комбинационных составляющих второго и третьего порядков K_{11} и K_{12} от уровня входной мощности $P_{вх}$ — на рис. 8.31. Для сравнения на этих же рисунках приведены аналогичные характеристики усилителя на том же ПТ, но без трансформаторной ООС. В обоих случаях режим по постоянному току и нагрузка были одинаковыми. Как видно из приведенных графиков, применение трансформаторной ООС позволяет приблизительно на 30 дБ увеличить K_{21} при значительном расширении рабочей полосы частот и практически неизменном коэффициенте шума.

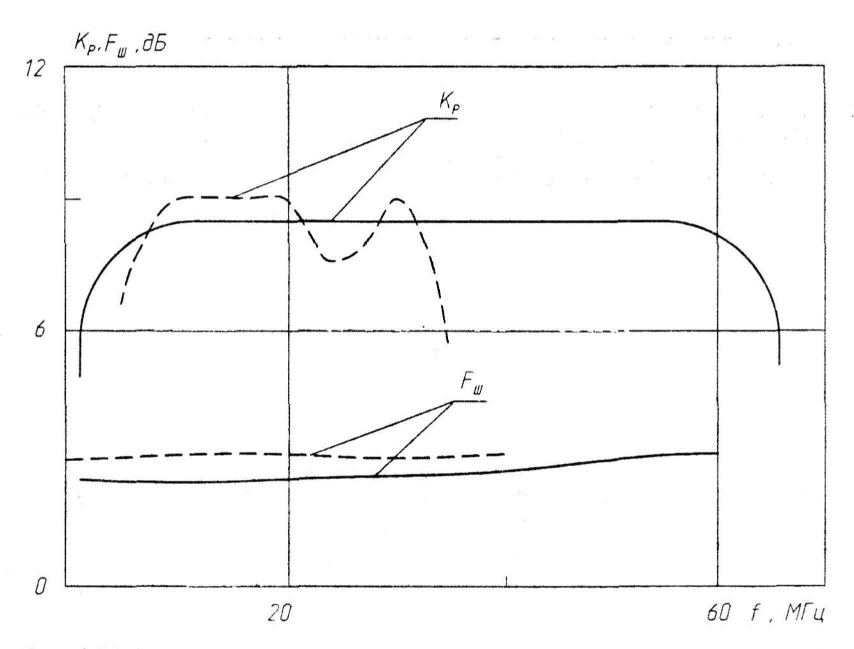


Рис. 8.30. Частотные зависимости коэффициента усиления по мощности K_P и коэффициента шума $F_ш$ (сплошная линия — усилитель с трансформаторной ООС, пунктир — без ООС)

Для увеличения коэффициента подавления по комбинационным составляющим второго порядка используется двухтактный усилитель (рис. 8.29,*б*), содержащий два усилительных каскада, аналогичных изображенному на рис. 8.29,*а*, объединенных с помощью ТДЛ *Т1* и *Т4*. Эти трансформаторы выполнены на тороидальных сердечниках М2000НМ К4х2х1,5 и содержат по 7 витков двухпроводной линии передачи с волновым сопротивлением ρ = 50 Ом.

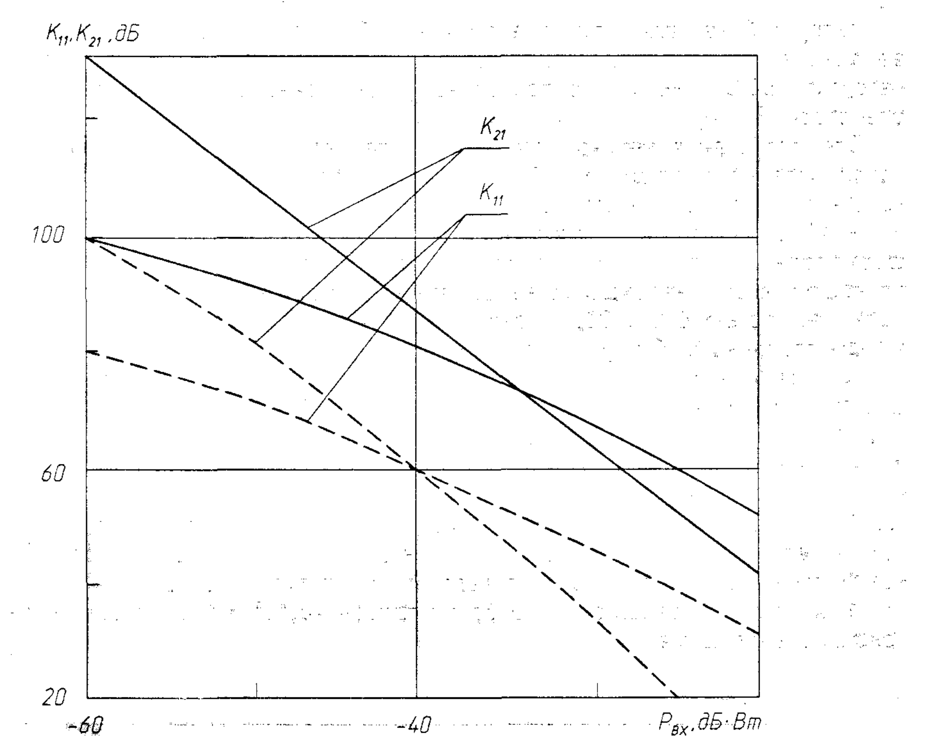


Рис. 8.31. Зависимости коэффициентов подавления комбинационных составляющих второго K_{11} и третьего K_{21} порядков (K_{21}: сплошная линия — усилитель с трансформаторной ООС, пунктир — без неё; K_{11}: сплошная линия — двухтактный усилитель, пунктир — однотактный)

График зависимости K_{11} от $P_{вх}$ для двухтактной схемы приведен на рис. 8.31, откуда следует, что ее применение позволяет повысить K_{11} на 20...25 дБ по сравнению с однотактной схемой рис. 8.29,*а*. При этом подавление комбинационных составляющих по взаимной модуляции обеих схем практически одинаково.

В схемах на рис. 8.29 максимум коэффициента K_{21} достигается при определенном режиме ПТ по постоянному току: $U_{ЗИ}$ = (0,2...0,3)$U_{отс}$, что соответствует $I_С$ = 100...150 мА. Для выведения транзисторов в рабочую точку сопротивление R в цепи истоков следует выбирать в пределах R = 22...39 Ом.

Технические характеристики усилителя: коэффициент усиления по мощности при согласовании на входе и выходе $K_Р$ = 7...9 дБ; рабочая полоса частот по уровню –2 дБ составляет 3...70 МГц; к. с. в. н. по входу и выходу не более 2; коэффициент подавления комбинационных составляющих по взаимной модуляции не менее 100 дБ; максимальная амплитуда выходного сигнала на нагрузке 50 Ом — до 5 В.

Дополнительную информацию по построению высоколинейных усилительных каскадов с большим ДД можно найти в [8.20, 8.33—8.37].

8.4. Применение высокочастотных повторителей напряжения

ВЧ повторители напряжения применяются для передачи сигналов датчиков, удаленных от измерительных устройств (выносные предварительные усилители), в высоколинейных усилительно-преобразовательных трактах (антенные и буферные усилители, входные УРЧ и т. п.).

На рис. 8.32 показана принципиальная схема двухтактного двухкаскадного эмиттерного повторителя, используемого для быстродействующих АЦП. Входное сопротивление повторителя 300 кОм, полоса усиливаемых частот составляет 0...300 МГц. Передаваемый сигнал должен иметь постоянную составляющую; в противном случае вход повторителя (базы БТ *VT1* и *VT2*) необходимо соединить с общим проводом через резистор, который будет определять входное сопротивление схемы.

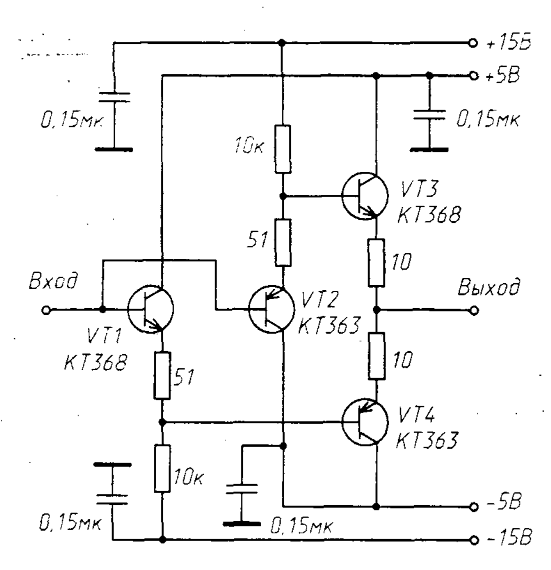


Рис. 8.32. Двухтактный двухкаскадный эмиттерный повторитель

На рис. 8.33, 8.34 приведены двухкаскадные повторители напряжения [8.31, 8.38]. Особенностью схемы рис. 8.34 является нейтрализация входной емкости, что позволяет использовать ее для антенных усилителей декаметрового диапазона, где важно иметь малую входную емкость. Транзистор *VT2* в схемах рис. 8.33, 8.35 предназначен для увеличения крутизны характеристики повторителя, что приближает коэффициент передачи к единице и снижает НИ. С этой же целью в схеме рис. 8.35 дополнительно используется цепь обратной связи через конденсатор *C3*, исключающая влияние нелинейности выходной цепи транзистора *VT1*, а также еще одна цепь ПОС через конденсатор *C4*, увеличивающая эквивалентное сопротивление нагрузки повторителя.

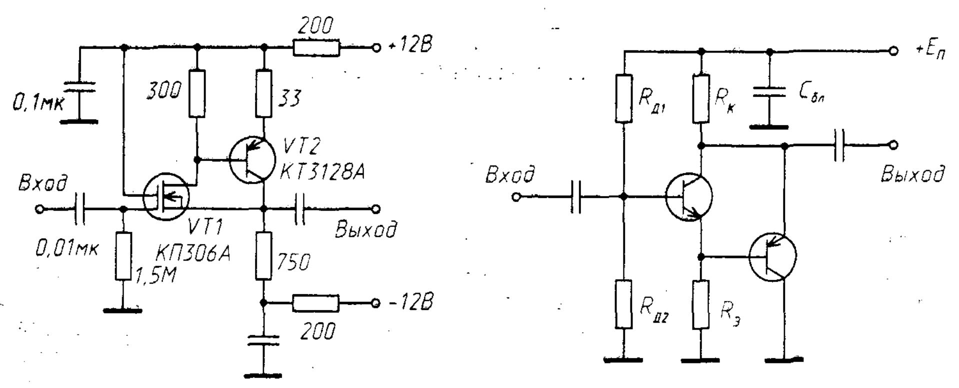


Рис. 8.33. Повторитель ОИ-ОЭ

Рис. 8.34. Повторитель с нейтрализацией входной ёмкости

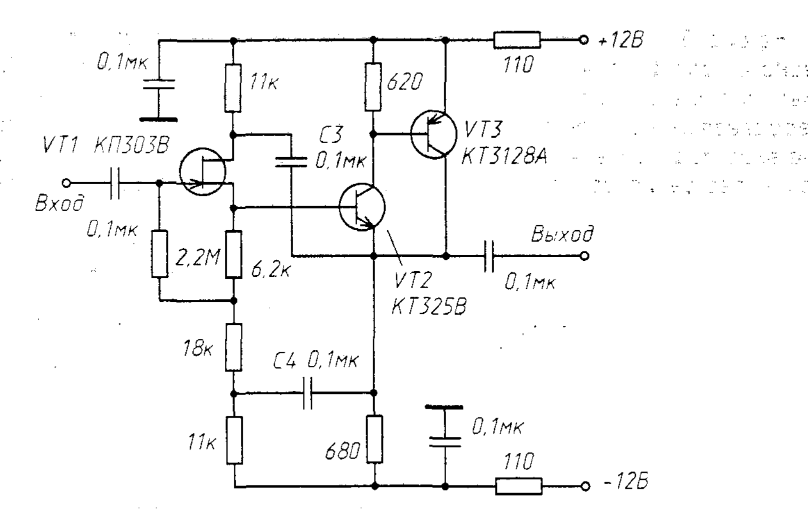


Рис. 8.35. Повторитель с повышенной точностью

Измерительный повторитель (рис. 8.36) предназначен для работы с селективными микровольтметрами в высокоомных цепях [8.39]. Результирующая нагрузка вместе с сопротивлением кабеля связи должна равняться 75 Ом.

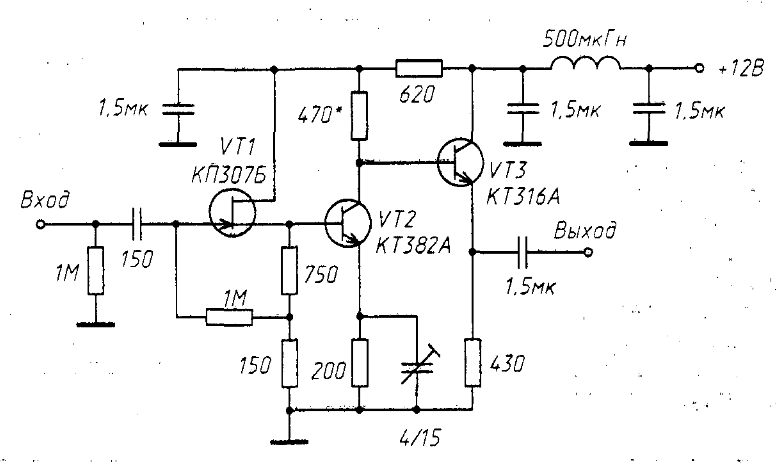


Рис. 8.36. Измерительный повторитель

Усилитель собран на трех транзисторах с непосредственной связью и нагружен на коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом длиной до 10 м. Напряжение питания подается по отдельному проводу.

Технические характеристики усилителя: коэффициент усиления равен 1; режимная нестабильность от изменения напряжения питания не превышает 0,56%/В; температурная нестабильность в диапазоне 10...50 °С не выше 0,02%/°С; рабочий диапазон частот при неравномерности АЧХ 3 дБ не уже 2 кГц...150 МГц; в диапазоне частот 10 кГц...20 МГц неравномерность АЧХ не превышает ±3%; входное сопротивление составляет 500 кОм при входной емкости 6 пФ; максимальная амплитуда входного сигнала 500 мВ; напряжение питания 10,8...13,2 В; потребляемый ток не более 20 мА.

На рис. 8.37 приведена схема повторителя, использующего для снижения НИ следующие меры: двухтактный метод компенсации искажений четных порядков (транзисторы *VT3...VT6*); обратная связь, исключающая влияние нелинейности выходной цепи повторителя (конденсатор *C3*); истоковый повторитель (ПТ *VT1*) с коэффициентом передачи, близким к единице [8.31].

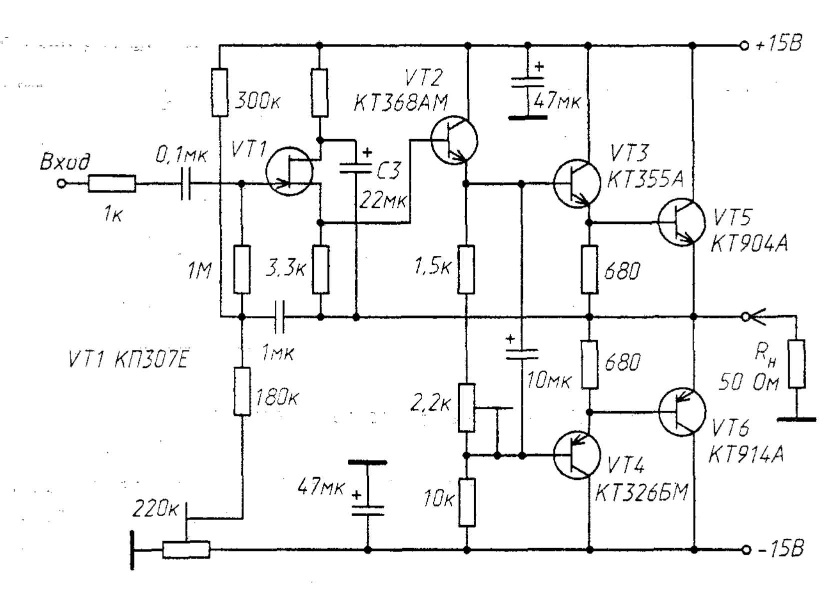


Рис. 8.37. Высоколинейный повторитель

Каскадное включение транзисторов *VT3...VT6* обеспечивает ступенчатое согласование с низкоомной нагрузкой 50 Ом. ДД по составляющим третьего порядка составляет 100 дБ, второго порядка — 85 дБ при нижней границе ДД 0,7 мкВ, что соответствует уровню шумов в полосе 10 кГц.

В [8.40] опубликована схема повторителя напряжения активной приемной антенны STA 10A 2440/0,01-30 диапазона 0,01...30 МГц, применяющего схемотехнические решения, аналогичные использованным в схеме на рис. 8.37.

На основе повторителей напряжения можно строить усилители с коэффициентом передачи по напряжению, большим единицы, если использовать межкаскадные ШП трансформаторы (автотрансформаторы), определяющие значение этого коэффициента (обычно 2...4). Пример такого усилителя — на рис. 8.38 [8.31]. Его полоса пропускания не у́же 0,1...30 МГц.

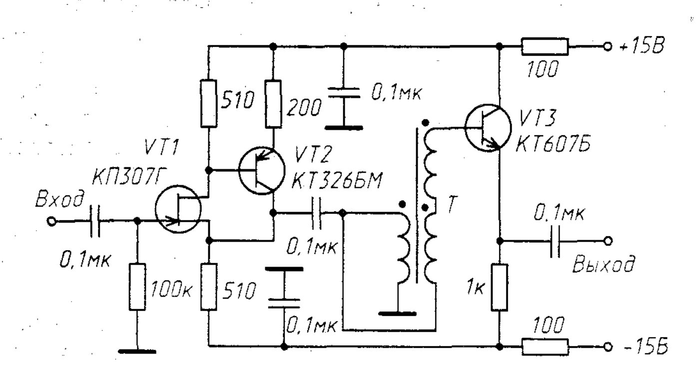


Рис. 8.38. Усилитель на повторителях напряжения, имеющий $K_U > 1$

В выносных предварительных усилителях схем на рис. 8.39 выходной сигнал и напряжение питания проходят по одним и тем же проводам. Во всех усилителях нагрузка помещена на конце кабеля, а ток от питания проходит через нагрузочный резистор [8.41].

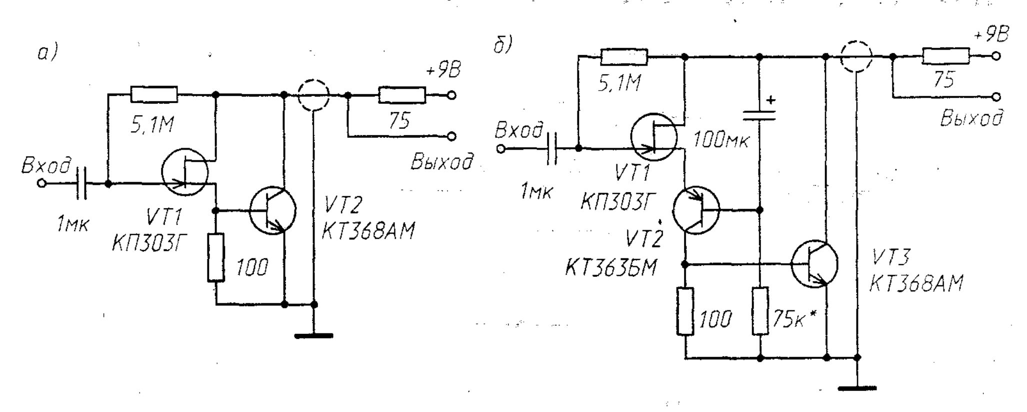


Рис. 8.39. Выносные повторители напряжения

Усилитель схемы рис. 8.39,*а* имеет 100%-ную ООС. Входное сопротивление около 5 МОм, входная емкость не более 2,5 пФ. Коэффициент передачи в диапазоне частот 10 Гц...50 МГц находится в пределах 0,9...0,92. Шумы усилителя в полосе частот от 5 Гц до 300 кГц равны 10 мкВ для замкнутого входа.

В схеме усилителя рис. 8.39,*б* для компенсации входной емкости ПТ применена динамическая нагрузка (БТ *VT2*), введение которой значительно увеличивает глубину ООС. Входная емкость менее 1,1 пФ, коэффициент усиления близок к единице.

8.5. Широкополосные усилители постоянного тока

Основная область применения ШП БД усилителей постоянного тока — схемотехника АЦП и ЦАП [8.42], а также измерительные устройства. Широко распространенные интегральные дифференциальные и операционные усилители обеспечивают полосу пропускания до 10...15 МГц, что бывает недостаточно. Используя дискретные элементы и высокочастотные БТ и ПТ, можно строить усилители, имеющие на порядок более высокое БД.

На рис. 8.40 представлена схема дифференциального усилителя с полосой усиления 0...100 МГц по уровню −3 дБ и коэффициентом усиления по напряжению не менее 37 дБ [8.43]. Усилитель имеет два каскада усиления напряжения: ДК на транзисторах *VT1*, *VT2* и каскад на БТ с ОЭ (транзистор *VT4*), в цепь базы которого включены германиевый диод *VD1* и низкоомный резистор *R4* для уменьшения степени насыщения транзистора при большом импульсном сигнале и повышения БД усилителя. Сопротивление нагрузочного резистора эмиттерного повторителя на транзисторе *VT5* выбрано равным 51 Ом для согласования с волновым сопротивлением коаксиального кабеля.

Другие характеристики усилителя: пиковое напряжение шумов на выходе усилителя не превышает 20 мВ; время нарастания выходного напряжения амплитудой 2 В составляет 10 нс; максимальный ток, потребляемый от источников 5 и −6 В, не более 100 мА (последние должны иметь нестабильность не более ±10%).

Усилитель (рис. 8.41) использует схемотехнические решения сверхскоростного гибридного ОУ LH0024 [8.44]. Первый каскад особенностей не имеет. Во втором каскаде дифференциальный режим получен за счет того, что выходные сигналы

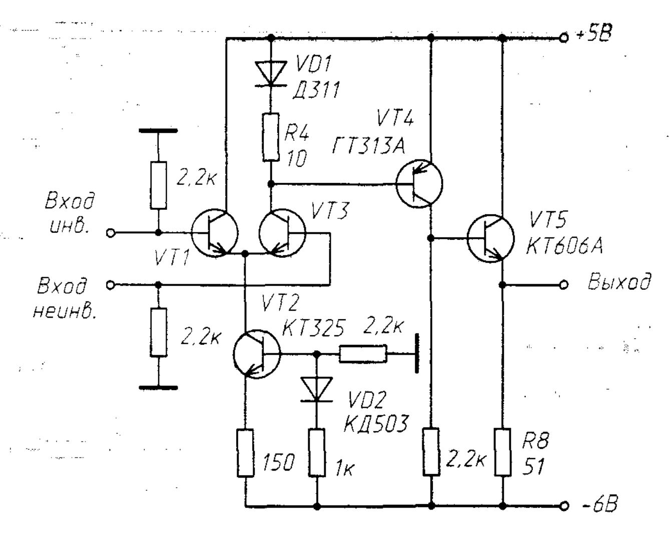


Рис. 8.40. ШП дифференциальный усилитель

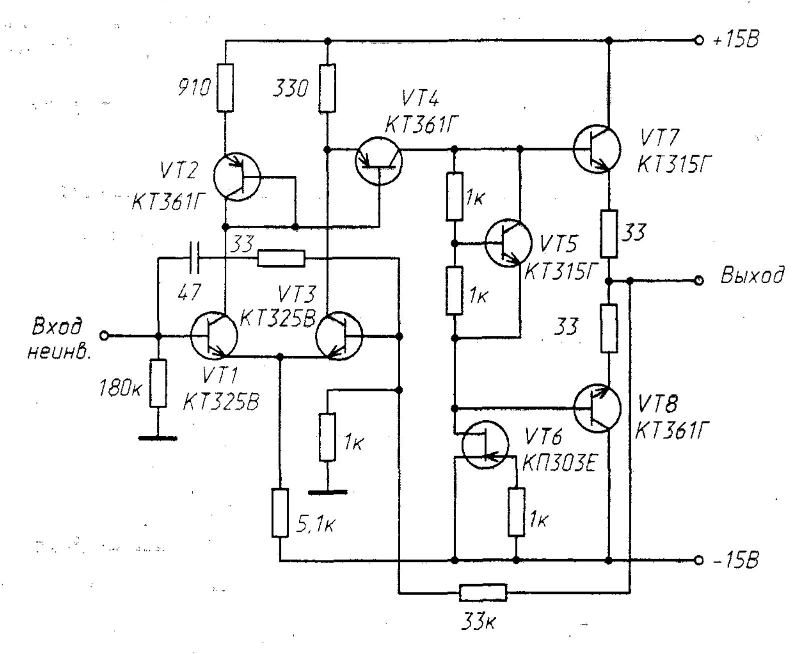


Рис. 8.41. ШП усилитель — аналог гибридного ОУ LH0024

от ДК поступают на базу и эмиттер транзистора *VT4* (то есть на его «противофазные» входы). Аналог диода *VT2* компенсирует постоянное напряжение база-эмиттер транзистора *VT4*. Нагрузка второго каскада — динамическая (ГСТ на ПТ *VT6*).

Коэффициент усиления с разомкнутой ООС составляет 5000; скорость нарастания и размах выходного напряжения — более 350 В/мкс и ±14,5 В соответственно.

Усилитель рис. 8.42 представляет собой модификацию предыдущей схемы [8.45]. Расширение частотного диапазона и уменьшение времени восстановления обеспечено заменой генераторов тока безынерционными активными сопротивлениями небольшой величины.

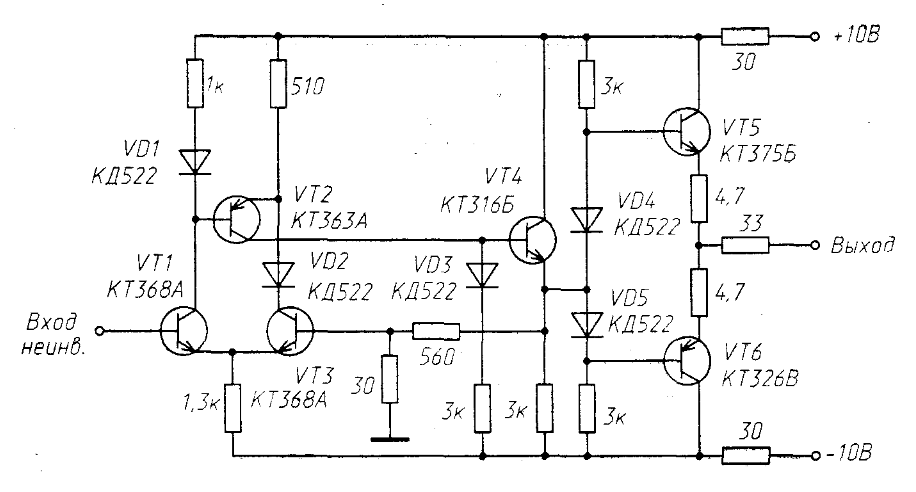


Рис. 8.42. Модификация схемы рис. 8.41

Параметры усилителя: полоса пропускания 0...50 МГц; время восстановления после 10-кратной перегрузке входа около 100 нс; максимальная амплитуда неискаженного импульсного сигнала и отрицательных импульсов на выходе не менее 0,5 В; коэффициент усиления равен 10 на нагрузке 50 Ом.

На рис. 8.43 приведена схема инвертирующего усилителя с полосой пропускания 0...50 МГц.

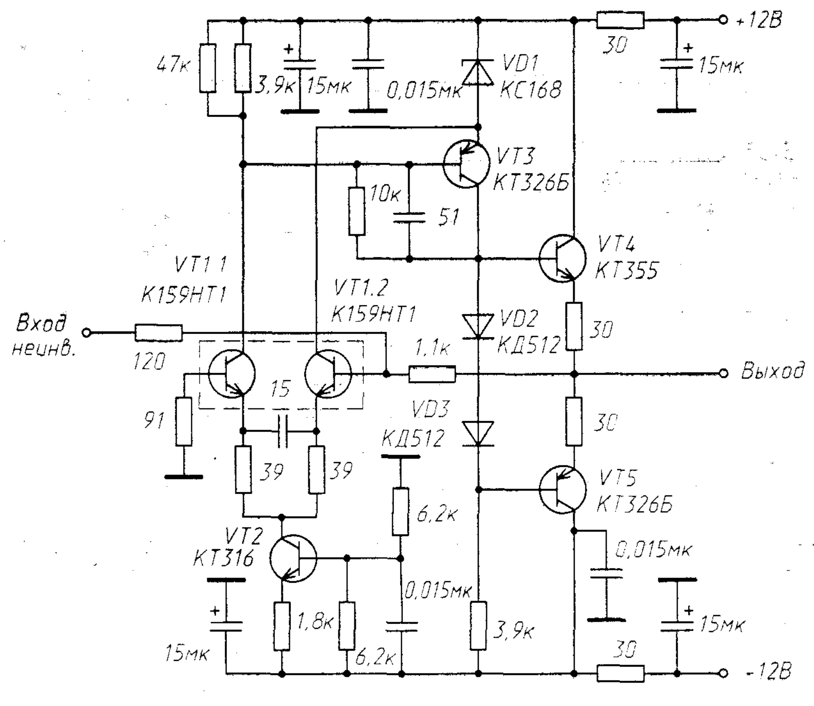


Рис. 8.43. Импульсный ОУ

Во входном ДК этого усилителя применена эмиттерная ВЧ коррекция, в каскаде УН — резистивная нагрузка.

На рис. 8.44 показана схема ШП ОУ, предназначенного для усиления импульсных сигналов.

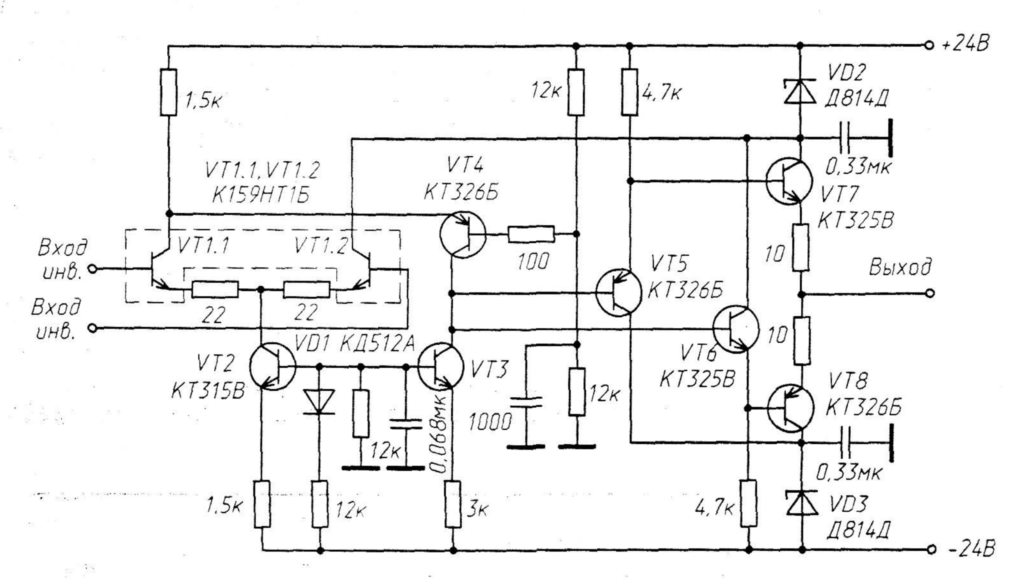


Рис. 8.44. ОУ, имеющий каскад усиления напряжения по схеме с ОБ

Входной ДК особенностей не имеет. Его нагрузкой является каскад усиления напряжения по схеме с ОБ (транзистор *VT4*), нагрузкой которого, в свою очередь, является ГСТ на транзисторе *VT3* и входное сопротивление выходного двухтактного эмиттерного повторителя. Последний аналогичен приведенному на схеме рис. 8.32.

Высоким БД обладает ОУ, где осуществляется коррекция АЧХ с помощью элементов второго усилительного каскада, который может работать с большими уровнями рабочих токов при динамических перегрузках [8.46]. Такой ОУ (см. рис. 8.45) имеет два каскада усиления напряжения: входной ДК на БТ *VT1* и основной ДК на транзисторах *VT2*, *VT3*, соединенных по схеме ОЭ-ОБ для устранения эффекта Миллера. Корректирующая емкость $C_{кор}$ включена в высокоомной точке нагрузки второго каскада и формирует вместе с сопротивлением нагрузки *R* НЧ полюс АЧХ ОУ (*R* — сумма параллельно включенных выходных сопротивлений БТ *VT3*, *VT4*.2 и входного сопротивления эмиттерного повторителя *VT5*, *VT6*.

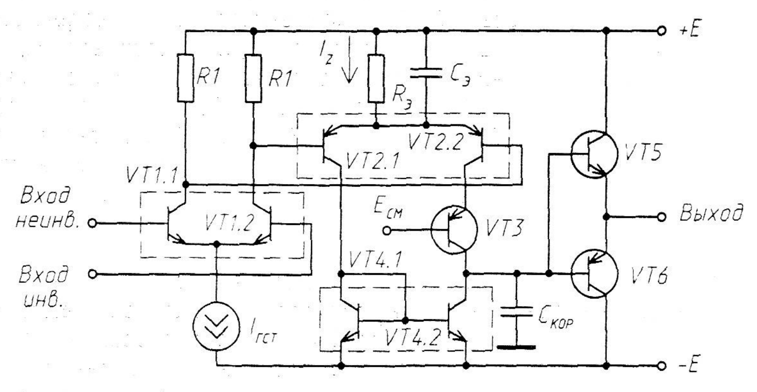


Рис. 8.45. Упрощённая электрическая схема БД ОУ

Второй полюс АЧХ образован резисторами нагрузки *R1* входного каскада и суммарной емкостью $C_{пар}$, в которую входят выходная емкость транзисторов *VT1*, входная емкость второго каскада и емкость монтажа. Частоту второго полюса желательно получить выше частоты единичного усиления f_T для минимизации фазового запаздывания сигнала в ОУ (в том числе и в режиме повторителя), поэтому резисторы *R1*, *R2* должны иметь небольшое сопротивление.

Для режима малого сигнала БД рассматриваемого ОУ невелико (примерно такое же, как и в традиционных схемах). При переходе в режим большого сигнала, то есть когда падение напряжения на резисторах *R1* больше входного граничного ($U_{R1} > 2\varphi_T$), один из транзисторов *VT2* второго ДК входит в режим отсечки, а ток другого транзистора продолжает расти и при передаче крутых фронтов сигналов может достигать больших значений благодаря конденсатору $C_э$, шунтирующему резистор $R_э$. Этот ток, заряжающий корректирующую емкость $C_{кор}$, существенно превышает ток I_2, что и повышает скорость нарастания выходного напряжения, имеющего близкие значения для положительного и отрицательного входного сигнала благодаря наличию «токового зеркала» на транзисторах *VT4*.1 и *VT4*.2.

Схема ОУ рис. 8.46 разработана в соответствии с вышеизложенными требованиями.

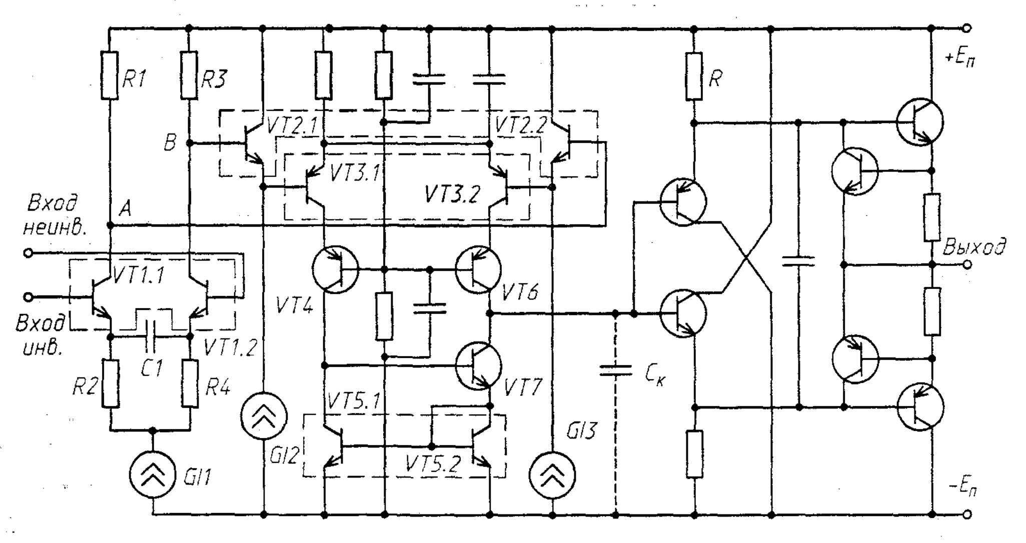


Рис. 8.46. Принципиальная электрическая схема БД ШП операционного усилителя

Ток входного ДК, обеспечиваемый ГСТ *GI1*, равен 2 мА. Эмиттерная ВЧ коррекция входного ДК (резисторы *R2*, *R4* и конденсатор *C1*) обеспечивают подъем АЧХ на частотах выше 50 МГц. Относительно мало сопротивление резисторов *R1* = *R3* = 1...3 кОм для получения полюса, образованного ими и суммарной паразитной емкостью в точках *A* и *B*, на частотах 200...300 МГц. При использовании согласованных пар БТ типа КТС393Б-2, КТС398Б-2, 129НТ1В со значением емкости коллекторного перехода $C_к$ = 0,5...2 пФ для получения указанной частоты полюса необходимо вводить между точками *A* и *B* корректирующую цепь из последовательно соединенных резистора с сопротивлением *R* = 150 Ом и конденсатора с емкостью *C* > 100 пФ.

Введение в схему эмиттерных повторителей на транзисторах *VT2*.1, *VT2*.2 позволило уменьшить входную емкость усилительного каскада и выходное сопротивление источника сигнала для второго ДК на транзисторах *VT3*.1, *VT3*.2. Нагрузкой второго ДК является «токовое зеркало» на согласованной паре *VT5*.1, *VT5*.2 и одиночном транзисторе *VT8*, введенном для уменьшения действующего

на низковольтном транзисторе *VT5*.2 напряжения. Весь промежуточный каскад имеет коэффициент усиления на постоянном токе около 60 дБ. Ток ГСТ *GI2*, *GI3* равен 1,5 мА.

Параметры усилителя: коэффициент усиления на постоянном токе без ООС не менее 66 дБ; приведенное ко входу напряжение смещения нуля не более 10 мВ; коэффициент ослабления синфазного сигнала не менее 70 дБ; в режиме повторителя скорость нарастания выходного напряжения не менее 750 В/мкс, частота единичного усиления при этом составляет 100 МГц; время установления выходного сигнала $U_{вых}$ = 6 В с погрешностью 1% не более 20 нс.

На рис. 8.47 приведена схема усилителя разности, работающего в составе АЦП [8.47].

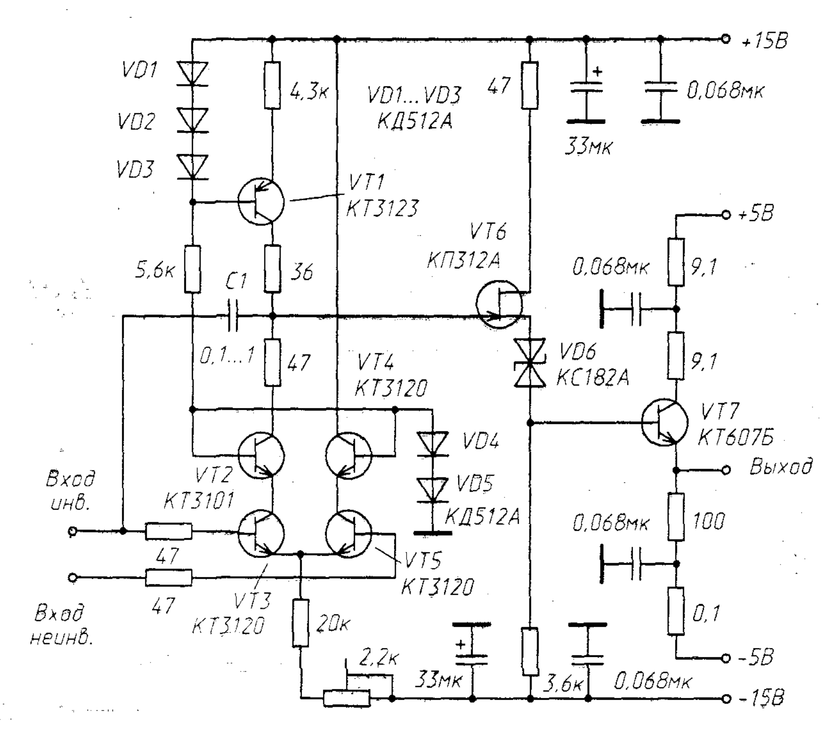


Рис. 8.47. Усилитель разности для АЦП

Усилитель содержит ДК на транзисторах *VT3*, *VT5* с каскодной схемой *VT2*, *VT4* (дифференциальный каскод), предотвращающей паразитные тепловые процессы в транзисторе *VT3*. Благодаря ГСТ на транзисторе *VT1* обеспечивается коэффициент передачи усилителя без ООС, равный $(2...5)\cdot10^3$. Емкость *C1* — корректирующая, подбирается по виду переходной характеристики усилителя.

ШП ОУ рис. 8.48 в зависимости от схемы включения выполняет различные функции, в том числе аналогового запоминающего устройства; время установления во всех режимах не превышает 100 нс [8.48].

ОУ выполнен по однокаскадной схеме с динамической нагрузкой, развязанной от выхода высокоомным буферным каскадом. Во входном ДК используются сдвоенные СВЧ транзисторы типа КТС3103. Транзистор *VT5* включен по каскодной схеме, динамическая нагрузка — на транзисторе *VT4*. Транзисторы *VT7*, *VT8* и стабилитрон *VD13* образуют выходной каскад, обеспечивающий совместно с ГСТ на транзисторе *VT4* высокоомную нагрузку, сдвиг выходного напряжения и низкоомный выход. В результате коэффициент передачи ОУ составляет $3\cdot10^3$, а АЧХ

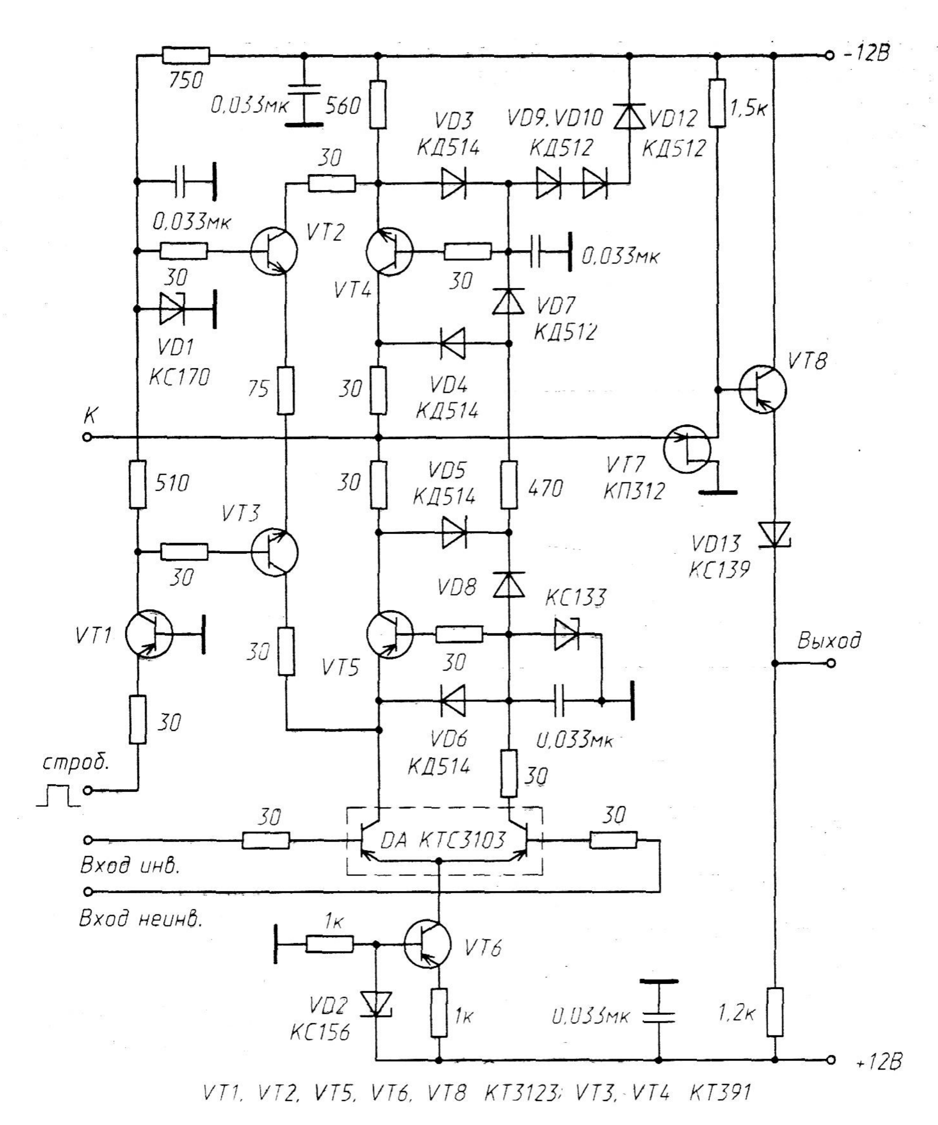


Рис. 8.48. Многофункциональный широкополосный ОУ

имеет один относительно низкочастотный полюс, что позволяет применять для коррекции АЧХ при замкнутой петле общей ООС конденсатор с небольшим номиналом. Коррекция осуществляется с помощью *R*C-цепи, подключаемой к выводу *К* схемы. Скорость нарастания выходного напряжения определяется отношением тока ГСТ на транзисторе *VT4* к суммарной емкости в узле К: $V = \frac{I_4}{C_к + C_п}$, где $C_к$ и $C_п$ — соответственно корректирующая и паразитная емкости в узле *K*, Ф.

При перегрузке ОУ сопротивление динамической нагрузки шунтируется открытым диодом *VD4* или *VD7* в зависимости от полярности перегрузки, коэффициент усиления разомкнутой схемы ОУ падает до 1, чем обеспечивается быстрый выход ОУ из перегрузки. Диоды *VD7*, *VD8* исключают насыщение транзисторов *VT4*, *VT5* в режиме перегрузок; при этом возбуждение отсутствует.

Транзисторы *VT1*, *VT2*, *VT3* при нулевом сигнале на входе «Строб» закрыты и не влияют на работу ОУ. При подаче на этот вход положительного перепада транзисторы *VT1...VT3* открываются и цепь этих транзисторов отбирает ток из эмиттерных цепей ГСТ на транзисторах *VT4*, *VT5*. В результате эти транзисторы запираются, узел системы, соединенный с выводом К, обесточивается и хранит накопленный заряд. В этом режиме схема работает как аналоговое запоминающее устройство за счет использования корректирующего конденсатора в качестве запоминающего. Диоды *VD9*, *VD12* фиксируют потенциалы на эмиттерах транзисторов *VT4*, *VT5*, исключая глубокую отсечку этих каскадов в режиме запоминающего устройства.

Амплитуда выходного напряжения сдвигается стабилитроном *VD13* в диапазон ±2,5 В. Диапазон допустимого синфазного входного сигнала определяется режимом работы входного ДК и составляет ±3 В.

На рис. 8.49 приведены схемы включения ОУ с коэффициентами передачи $K = \pm 1$ и $K = -20$. Если вход «Строб» не подключен, схема работает как ОУ. При коэффициенте передачи $K = \pm 1$ необходимо применять коррекцию с помощью цепи *R3C2* из-за наличия второго полюса АЧХ около 100 МГц, обусловленного выходным каскадом на транзисторах *VT7*, *VT8*. Подстройкой резистора *R3* минимизируется длительность переходного процесса.

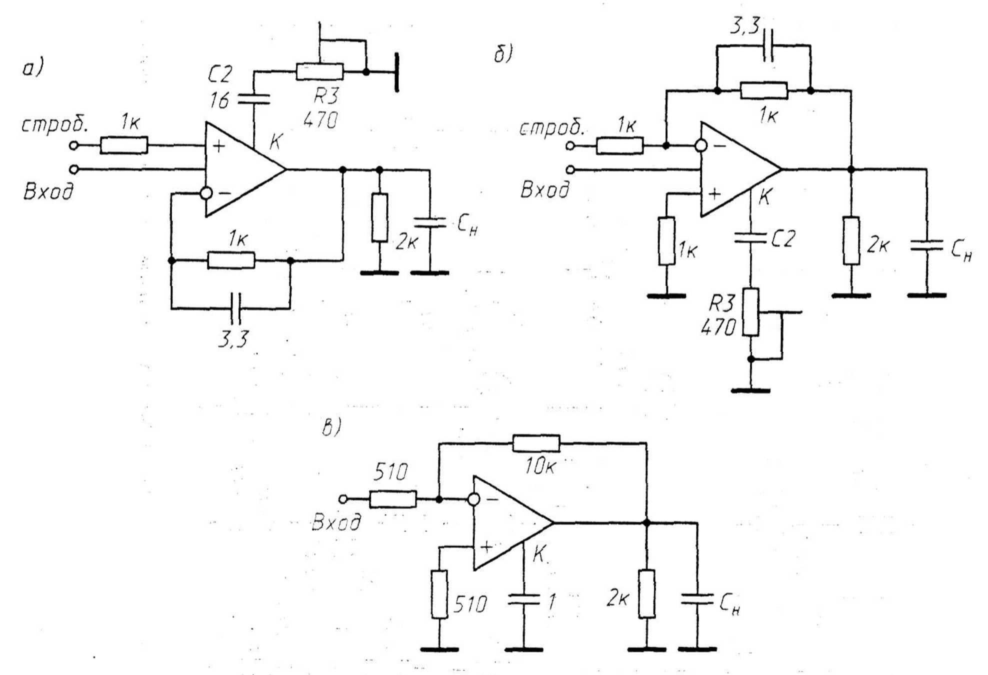


Рис. 8.49. Схемы включения ОУ (рис. 8.48) с коэффициентами передачи $K = 1$ (*а*); $K = -1$ (*б*); $K = -20$ (в)

Параметры ОУ: время установления с точностью 0,1% составляет 60 нс при $K = -1$ и не более 80 нс при $K = 1$, емкость нагрузки при этом $C_н = 30$ пФ. При $K = -20$ и 20-кратной перегрузке по входу время установления с точностью 1% не превышает 60 нс; входной ток около 30 мкА; напряжение смещения нуля не более 10 мВ; коэффициент ослабления синфазного сигнала около 60 дБ; скорость нарастания выходного напряжения не менее 160 В/мкс.

БД ОУ (рис. 8.50) имеет время установления с точностью 0,1%, равное 40 нс, скорость нарастания выходного напряжения 650 В/мкс [8.49]. Для сравнения у интегрального ОУ 154УД4 скорость нарастания выходного напряжения составляет 400 В/мкс, но время установления на порядок больше — около 400 нс.

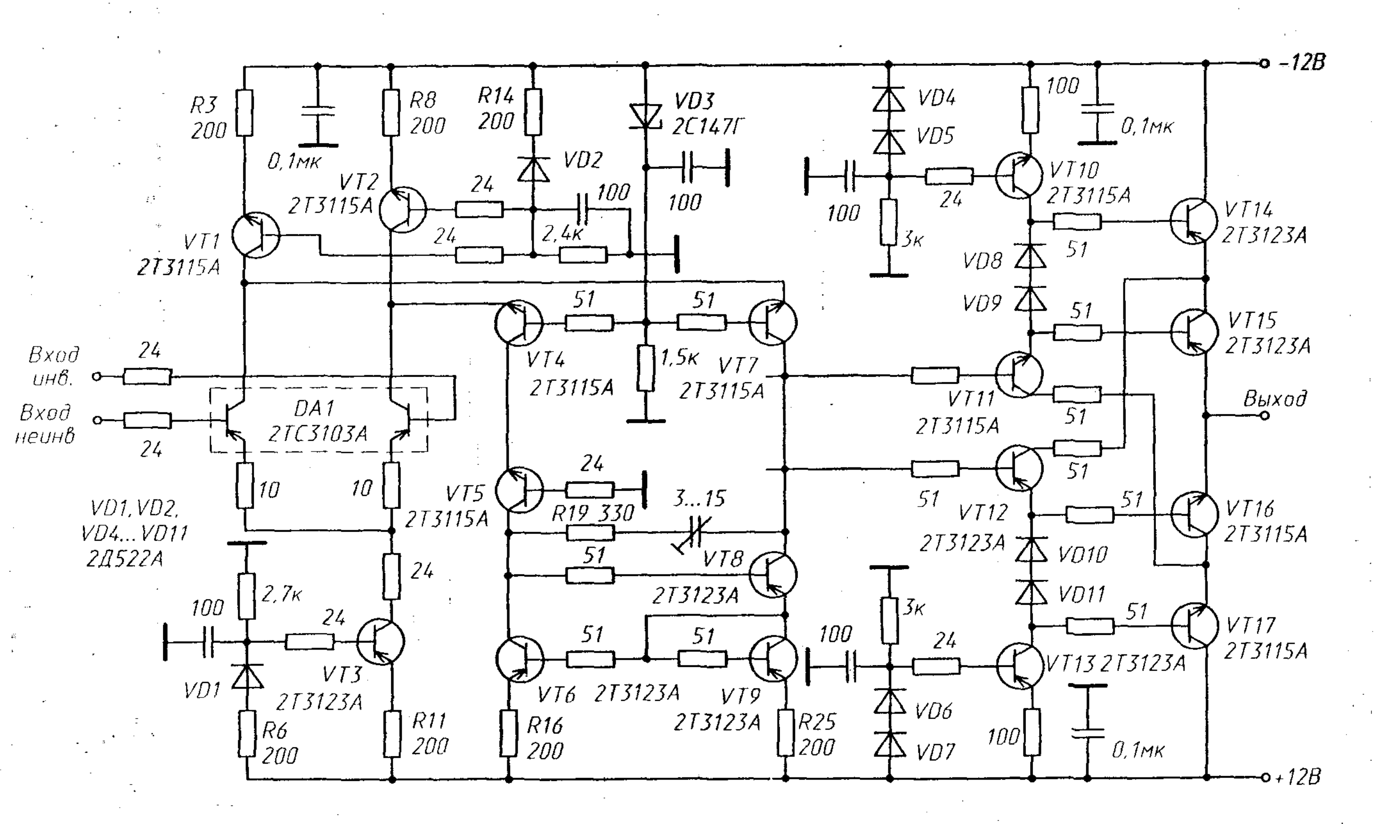


Рис. 8.50. ОУ с малым временем установления

Обязательное условие для ОУ с минимальным временем установления — получение равномерного спада АЧХ -20 дБ/декада, что наилучшим образом выполняется в однокаскадных усилителях.

Входной ДК выполнен на транзисторной сборке DA. Его нагрузкой является комплементарная каскодная схема на транзисторах *VT4*, *VT7*, которая, в свою очередь, нагружена на отражатель тока (транзисторы *VT6*, *VT8*, *VT9*). Выходной усилитель тока — на комплементарных транзисторах *VT10*...*VT17* [8.50].

Применение комплементарной каскодной схемы на транзисторах *VT4*, *VT7* значительно ослабляет эффекты Миллера и Эрли в транзисторах ДК, максимально расширив его полосу пропускания и сведя к минимуму НИ при широком диапазоне выходных напряжений. Кроме того, каскодная схема предотвращает паразитные тепловые процессы в транзисторах ДК, уменьшая тем самым длительность переходных процессов.

Использование в качестве нагрузки каскодной схемы отражателя тока на транзисторах *VT6*, *VT8*, *VT9* вдвое увеличивает крутизну ДК по сравнению с нагрузкой в виде пассивного ГСТ. С целью увеличения сопротивления нагрузки ДК в его коллекторных цепях использованы ГСТ на транзисторах *VT1*, *VT2*, также снижающие погрешность передачи коллекторных токов транзисторов ДК на выход каскодной схемы. Коллекторные токи транзисторов *VT1*, *VT2* должны быть несколько больше тока транзистора *VT3* с целью исключения режима отсечки транзисторов *VT4*, *VT7* при максимальном разбалансе ДК.

Особенностью выходного усилителя тока является использование следящей связи на транзисторах *VT14*, *VT17*, фиксирующей потенциалы база-коллектор транзисторов *VT11*, *VT12*, *VT15*, *VT16*. Это дало возможность нейтрализовать емкости коллекторных переходов этих транзисторов и тем самым достигнуть высокого БД (2000...3000 В/мкс) и широкой полосы пропускания (около 2 ГГц) усилителя тока. Высокое значение частоты второго полюса АЧХ обеспечивает достаточный запас по фазе в широком диапазоне изменений коэффициента усиления при емкости нагрузки до 100 пФ. Однако при коэффициенте усиления менее 5 необходима корректирующая цепь из резистора *R19* и конденсатора *C5*, регулировкой емкости которого минимизируется время установления ОУ.

Использование комплементарных транзисторов и следящей связи в выходном усилителе тока позволило получить его малые НИ в полосе частот ОУ — менее 0,1%.

Другие параметры ОУ: коэффициент усиления при разомкнутой цепи общей ООС не менее 7000; максимальная амплитуда выходного напряжения составляет ±6 В; частота среза 28 МГц при коэффициенте усиления по напряжению $K_U = 32$; напряжение смещения около 2 мВ, его температурный дрейф около 15 мкВ/°С; коэффициент ослабления синфазного сигнала на постоянном токе не менее 80 дБ.

В эмиттерных и истоковых повторителях напряжения, даже выполненных по усовершенствованным схемам, не всегда удается реализовать требуемые точностные статические и динамические параметры. Стабилизация при помощи интегральных ОУ, применяемых в качестве параллельного канала, может улучшить лишь статические параметры устройства. Если же частота сопряжения каналов выбрана недостаточно низкой, то резко возрастает время установления. Это явление обусловлено чрезвычайно высокими требованиями, предъявляемыми к точности и стабильности цепей сопряжения НЧ и ВЧ каналов усиления, а также паразитными тепловыми процессами во входном ДК интегрального ОУ при динамической перегрузке синфазным сигналом.

Повторители, выполненные на интегральных БД ОУ, для целого ряда задач имеют недопустимо большое время установления. Кроме того, некоторые интегральные БД ОУ вообще не допускают работу в режиме повторителя напряжения из-за большого фазового сдвига на частоте единичного усиления.

На рис. 8.51 представлена схема ОУ, специализированного для работы в режиме БД повторителя напряжения [8.51].

Рис. 8.51. ОУ, специализированный для режима БД повторителя

Входной ДК такого усилителя может быть построен на ИМС КР590КН8, содержащей четыре МДП-транзистора с n-каналом и высокой идентичностью параметров: крутизна 4...8 мА/В (разброс ±20%), входная емкость около 3 пФ, полоса крутизны до 300...500 МГц, разброс напряжений затвор-исток менее 70 мВ при температурном дрейфе менее 100 мкВ/К в широком диапазоне рабочих токов. Недостатком ИМС является высокий уровень НЧ шумов, присущий всем МДП-транзисторам. Коэффициент усиления ДК составляет 60 дБ на постоянном токе, что обусловлено применением «токового зеркала» на транзисторе *VT3* и диоде *VD1*, а также истокового повторителя (ПТ *VT7*). ДК охвачен цепью 100%-ной ООС по синфазному сигналу, контур которой образован эмиттерным повторителем (транзистор *VT5*) и ГСТ на транзисторе *VT6*, управляющих транзисторами *VT1*, *VT4* каскодной схемы. Резистором *R8* в цепи истоков транзисторов DA регулируется напряжение смещения. При помощи корректирующей цепи *R4C1* минимизируется время установления для конкретной емкости нагрузки повторителя.

Малое выходное сопротивление разомкнутого усилителя, получаемое за счет каскадного включения истокового и двух эмиттерных повторителей, а также высокое значение частоты второго полюса АЧХ ДК в совокупности позволили реализовать частоту среза повторителя около 40 МГц при достаточном запасе по фазе даже при емкостной нагрузке 150 пФ. Стабилизация напряжения сток-исток ПТ минимизировала тепловую составляющую переходного процесса, который не имеет медленной составляющей в зоне малых погрешностей.

Другие параметры усилителя-повторителя: диапазон входных сигналов ±2,5 В; импульсный ток нагрузки 50 мА; напряжение смещения 2 мВ с дрейфом 50 мкВ/К; входной ток 1...5 нА; напряжение шумов в полосе 0...10 МГц составляет 800 мкВ от пика до пика; скорость нарастания выходного напряжения 800 В/мкс; время установления выходного напряжения 18 нс с погрешностью 0,5% и 30 нс с погрешностью 0,05%; коэффициент ослабления синфазного сигнала на постоянном токе составляет 60 дБ и на частоте 10 кГц — 40 дБ. При работе на согласованную линию с импедансом 75 Ом скважность обрабатываемых импульсных сигналов должна быть не менее 5.

Назначение усилителя на рис. 8.52, как и в предыдущем случае — развязка источника сигнала от емкостной нагрузки с малым коэффициентом передачи по напряжению (в данном случае $K_U = 0{,}4$).

Для обеспечения требуемой точности усилителя транзисторы входного ДК предварительно подобраны по статическим параметрам. Нагрузка этого ДК — «токовое зеркало» на согласованной паре транзисторов микросхемы DA. Выходной эмиттерный повторитель (транзистор *VT6*) согласован с ДК при помощи истокового повторителя (ПТ *VT4* и БТ *VT5*). Цепь *R17C3* обеспечивает устойчивость усилителя и формирует плоскую вершину АЧХ. Делитель напряжения *R2*...*R4* и токозадающий резистор *R8* предназначены для подстройки и сдвига нуля при работе в составе быстродействующего АЦП.

Некоторые параметры усилителя: полоса пропускания при емкости нагрузки 150 пФ составляет 0...50 МГц; при емкости нагрузки 300 пФ полоса пропускания сужается до 20 МГц; статическая нелинейность функции передачи не превосходит 0,2% при номинальном значении коэффициента передачи по напряжению $K_U = 0{,}4$.

ШП ОУ по схеме на рис. 8.53 имеет малое время восстановления после перегрузки, что бывает необходимо в устройствах, измеряющих слабые сигналы после мощных перегрузок, превосходящих амплитуду исследуемых сигналов в сотни и тысячи раз. Это требует применения усилителей-ограничителей, усиливающих полезный сигнал и ограничивающих ДД выходного сигнала для исключения перегрузки последующего измерительного устройства. ШП усилители переменного тока для этих целей непригодны, так как заряд раздели-

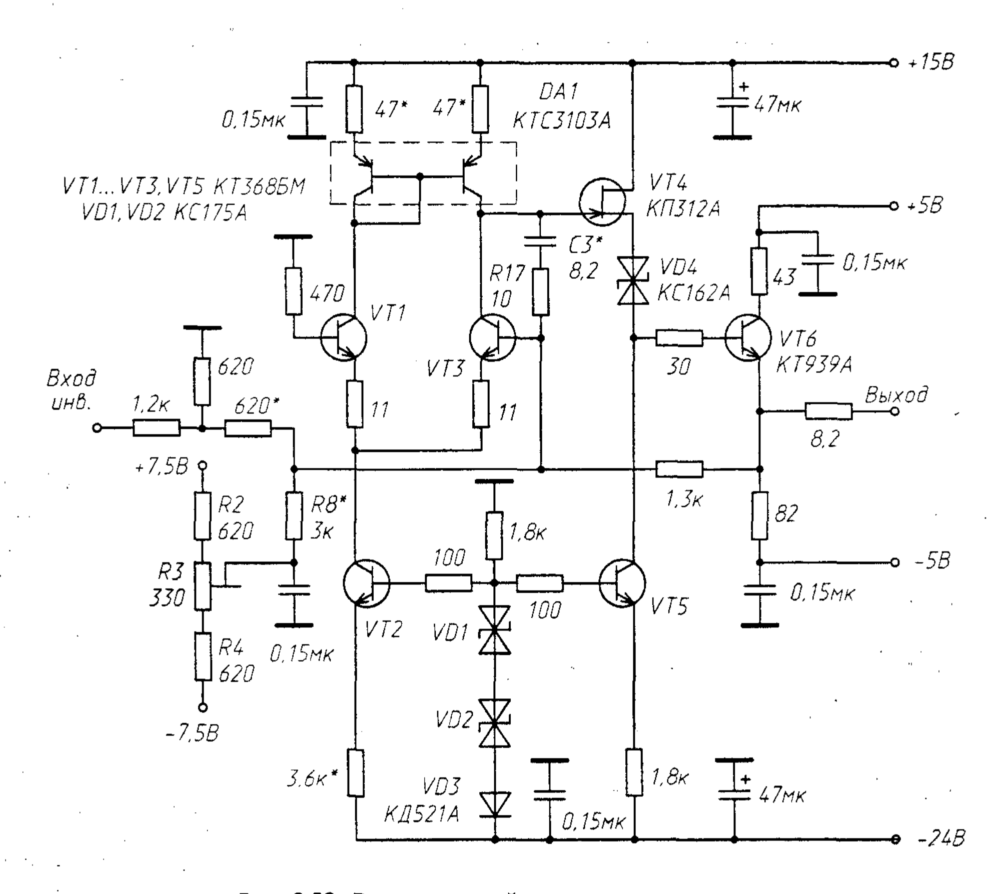


Рис. 8.52. Развязывающий усилитель-повторитель

тельных емкостей при перегрузке приводит к длительным переходным процессам.

Усилитель построен на базе схем Джильберта [8.52]. Входной ДК на транзисторах *VT1*, *VT3* и ГСТ на транзисторе *VT2* преобразует входное напряжение в дифференциальный токовый сигнал, который подается на схему Джильберта со сложением токов, образованную двумя транзисторными парами КТС398А-1 и дополненную источниками тока (резисторами *R1* = *R11*). Это позволяет получить необходимый коэффициент усиления без увеличения рабочего тока от каскада к каскаду. Ограничительные диоды *VD2*, *VD3*, фиксирующие потенциал коллекторов транзисторов *VT1*, *VT3* при перегрузке и ограничивающие максимальный перепад на них до 0,2...0,3 В, позволяют получить исключительно быстрое восстановление схемы. Выходной каскад *DA3*, *DA4* — тоже схема Джильберта по варианту, обеспечивающему наилучшее ограничение сигнала. «Токовое зеркало» (транзисторы *VT4*, *VT5*) позволяет получить выход, симметричный относительно общего провода.

Коэффициент усиления устанавливается подбором резисторов *R1* = *R11*≥6 кОм. Уменьшение коэффициента усиления достигается увеличением сопротивлений резисторов *R1*, *R11*.

Вместо двух транзисторных пар КТ398А-1, объединенных в микросборку, могут быть использованы четыре СВЧ транзистора, подобранные по статическим параметрам (типа КТ368, КТ355, КТ399 и др.).

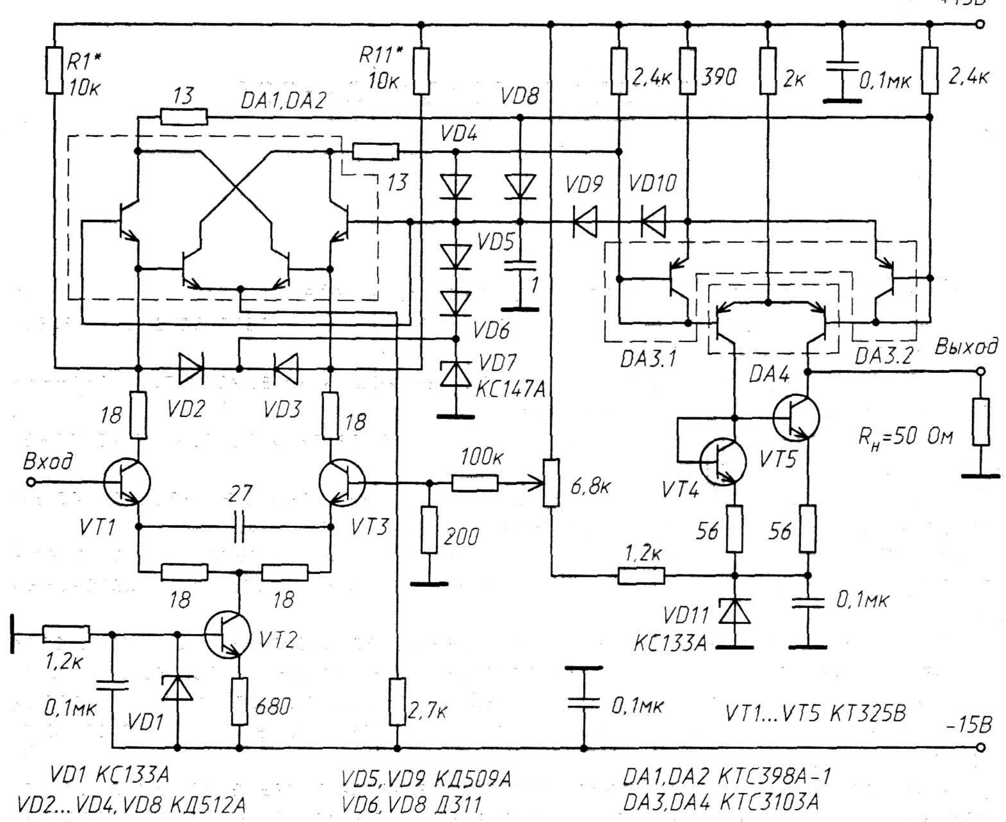


Рис. 8.53. ОУ с малым временем восстановления после перегрузки

9. УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ

К УВТ будем относить усилители, сочетающие в себе:

— максимально достижимую линейность амплитудно- и фазочастотных характеристик в рабочем диапазоне частот;

— минимум паразитных спектральных составляющих на выходе при усилении сложных сигналов с широким спектром;

— высокое быстродействие и малое время установления выходного напряжения с заданной точностью;

— низкие искажения (линейные и нелинейные), вызываемые инерционностью тепловых процессов в каскадах усиления и усилителя в целом.

УВТ требуются для радиотехнических измерений, при проведении электроакустических, электромеханических исследований, в технике для многоразрядных ЦАП и АЦП.

Получить ту или иную характеристику из вышеперечисленных по отдельности не представляет особых проблем — вопросы проектирования соответствующих усилителей были изложены выше. Важно найти способы построения УВТ, в которых достижение того или иного показателя происходит без ухудшения любого другого, что на практике получить весьма сложно.

Чаще всего основной проблемой для УВТ является подавление интермодуляционных искажений, которые по природе возникновения можно условно подразделить на следующие:

— обусловленные нелинейностью амплитудной характеристики разомкнутого (без общей ООС) усилителя;

— связанные с запаздыванием сигнала общей ООС (нарушение условия динамической линейности усилителя с общей ООС);

— тепловые.

Как было сказано выше, интермодуляционные искажения первого вида неоднозначно связаны с коэффициентом гармоник, величина которого для разных каскадов приведена в разделе 3.9; вид нелинейности (коэффициент полинома, описывающего передаточную характеристику). В каскадах, усиливающих напряжение, происходит модуляция тока коллектора переменным напряжением коллектор-эмиттер, имеющая в первом приближении кубический характер, что также приводит к нелинейным искажениям.

Кроме того, емкость коллекторного перехода зависит от напряжения на нем в степени −1/2, т. е. $C_К \sim \frac{1}{\sqrt{U_{КЭ}}}$, в результате чего частота полюса АЧХ, обусловленного этим каскадом, становится зависимой от напряжения коллектор-эмиттер.

Для УМ с выходными каскадами, работающими в режиме В (АВ), существует еще одна значительная проблема — устранение переключательных (коммутационных) искажений, вносящих паразитные составляющие в спектр усиливаемого сигнала.

НИ, связанные с запаздыванием сигнала ООС, могут устраняться выбором входного ДК с большим допустимым граничным напряжением, а также применением параллельного высокочастотного канала.

9.1. Тепловые искажения

Тепловые линейные и нелинейные искажения присущи практически всем усилительным каскадам. Известно, что повышение температуры кристалла биполярного кремниевого транзистора увеличивает его коэффициент усиления по току $h_{21Э}$ в пределах 0,3...0,5 %/К и уменьшает напряжение база-эмиттер $U_{БЭ}$ с коэффициентом 2,2 мВ/К. При другом подходе коэффициент усиления по напряжению каскадов с ОЭ и ОБ является термочувствительным, поскольку зависит от температурного коэффициента φ_T (см. (1.1)).

Усиление любого сигнала сопровождается изменениями мгновенной рассеиваиваемой мощности на коллекторе транзистора, а следовательно, и мгновенной температуры перехода, что, в свою очередь, вызывает линейные и нелинейные искажения сигнала за счет изменения термочувствительных параметров транзистора.

Подробный анализ ТИ проведен в [9.1, 9.2]. Здесь будут приведены основные результаты и выводы этих работ для получения схемотехнических решений, минимизирующих такие искажения.

Исследование условий возникновения ТИ было проведено в УМ, выполненного по типичной схеме, где выходной каскад представляет собой последовательное соединение трех комплементарных эмиттерных повторителей, работающих в режиме В. Усилитель напряжения построен по схеме с ОЭ с нагрузкой в виде источника тока. Входной ДК выполнен на БТ с источником тока в цепи эмиттеров.

9.1.1. Тепловые искажения в выходных каскадах усиления мощности

В выходном каскаде УМ наличие ТИ не вызывает сомнений. Любое изменение амплитуды выходного сигнала сопровождается перепадом температуры p-n перехода, так как при работе в режиме В мощность, рассеиваемая на коллекторе оконечных транзисторов за период усиливаемого сигнала, является функцией его амплитуды.

Тепловая постоянная времени переход-корпус оказывается недостаточной для того, чтобы сгладить сравнительно медленно меняющуюся мгновенную мощность на коллекторе оконечных транзисторов. При максимальной мгновенной мощности температура перехода может достигать своего предельно допустимого значения 150 °С, а в паузах, при отсутствии сигнала, падать до температуры корпуса. Перепад мгновенных значений температуры может составлять 80...90 °С. При этом изменение коэффициента усиления по току достигает 50% и 300% — для цепи из трех транзисторов, входящих в выходной каскад.

Изменение усиления по току согласно (1.19) приводит к нестабильности коэффициента передачи по напряжению эмиттерного повторителя, что проявляется в виде паразитной амплитудной модуляции полезного сигнала его собственной огибающей. Эти искажения нельзя обнаружить традиционным методом измерения интермодуляционных искажений. Экспериментально оценить паразитную амплитудную модуляцию можно по искажению огибающей амплитудно-манипулированного сигнала $U_{ог}(t)$ с частотами несущей 10...15 кГц и манипуляцией 5...10 Гц (рис. 9.1). Значение коэффициента искажений запишется в следующем виде:

$$K_{ог} = (K_{Uв\,max} - K_{Uв\,min})\cdot 100\%,$$

где $K_{Uв\,max}$ и $K_{Uв\,min}$ — максимальный и минимальный коэффициент усиления по напряжению.

Скорость изменения мгновенной температуры перехода мощных транзистров невелика, так как ограничивается тепловыми постоянными времени переход-

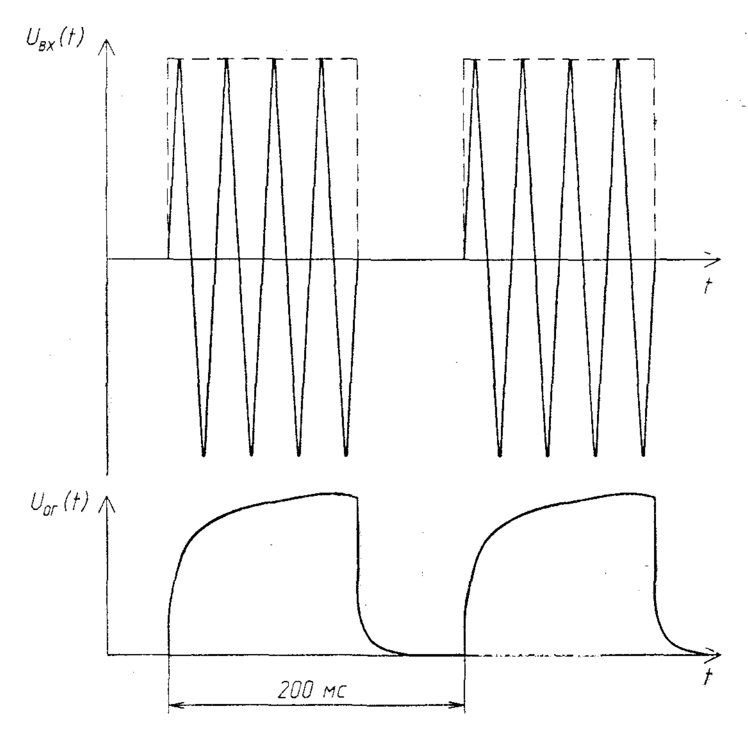


Рис. 9.1. Способ оценки паразитной амплитудной модуляции

корпус, однако, происходящее вследствие этого искажение огибающей, например, музыкального сигнала, существенно для слухового восприятия.

Для борьбы с паразитной амплитудной модуляцией в выходном каскаде УМ по схеме трехкаскадного комплементарного эмиттерного повторителя применимы лишь «экстенсивные» меры, заключающиеся в использовании транзисторов выходного и предоконечного каскада с возможно большим коэффициентом усиления по току $h_{21Э}$ во всем диапазоне рабочих токов коллектора и, опять же, с возможно большим запасом по рассеиваемой на коллекторе мощности; желательно, чтобы транзисторы имели малую тепловую постоянную времени переход-корпус. Вышеперечисленные меры названы «экстенсивными», поскольку выбор комплементарных пар биполярных средне- и высокочастотных транзисторов средней и большой мощности ограничен.

Стабилизация тока покоя выходных транзисторов в схеме на рис. 5.29, 5.31 осуществляется посредством тепловой ООС, получающейся вследствие установки транзистора источника напряжения *GU* на теплоотводе выходных транзисторов. Постоянная времени цепи коллекторный переход выходного транзистора — корпус — теплоотвод — термочувствительный элемент может достигать нескольких десятков секунд. В результате при усилении нестационарных сигналов такая тепловая ООС не успевает отслеживать быстрые изменения температурного режима выходных транзисторов.

В выходном каскаде с усилением напряжения (схема на рис. 5.32) термостабилизация тока покоя осуществляется как при помощи местной ООС по току, образуемой резисторами *R2*, *R3*, так и за счет ООС через делители напряжения *R5R2* и *R6R3*. В последнем случае кроме ООС по напряжению сигнала действует и ООС по току покоя транзисторов выходного каскада. Благодаря большой глубине местной ООС, стабильность заданного тока покоя получается высокой и практи-

чески безынерционной. Дополнительно увеличить термостабильность такого каскада можно при помощи вышеописанной тепловой ООС.

Следует ожидать, что ТИ в выходном каскаде по схеме на рис. 5.32 будут меньшими, чем в выходном каскаде схемы на рис. 5.29, 5.31 вследствие большой глубины безынерционных местных ООС по напряжению и току покоя.

9.1.2. Тепловые искажения в усилителях напряжения

Для каскада УН в режиме А, имеющего нагрузку в виде источника тока, коэффициент усиления по напряжению в области средних частот определяется выражением

$$K_{U\,УН} \approx \frac{R_Н}{r_Э + R_Э}$$

Термозависимыми величинами в этом выражении являются $r_Э = \frac{\varphi_T}{I_Э}$ и $R_Н$, поскольку сюда входит выходное сопротивление источника тока.

Если сигнал на вход УН поступает от источника напряжения, то существенной становится термочувствительность напряжения база-эмиттер $U_{БЭ}$, которая оказывается причиной возникновения между коллектором и переходом база-эмиттер электротепловой обратной связи (ЭТОС), последовательной по напряжению. Связь включает в себя преобразование переменного напряжения на коллекторе в мгновенную рассеиваемую мощность $P_К(t)$, затем в изменение температуры p-n перехода и, далее, в мгновенное изменение напряжения $U_{БЭ}$ с коэффициентом −2,2 мВ/К.

Наличие ЭТОС на частотах ниже 150 Гц приводит к снижению усиления по напряжению и возникновению тепловых НИ.

На рис. 9.2 приведена зависимость модуля передаточной функции и нелинейных искажений в области НИ. Действие ЭТОС прекращается выше частоты $\omega_р = \frac{1}{\tau_р}$, АЧХ становится плоской, а НИ убывают со скоростью −6 дБ/окт.

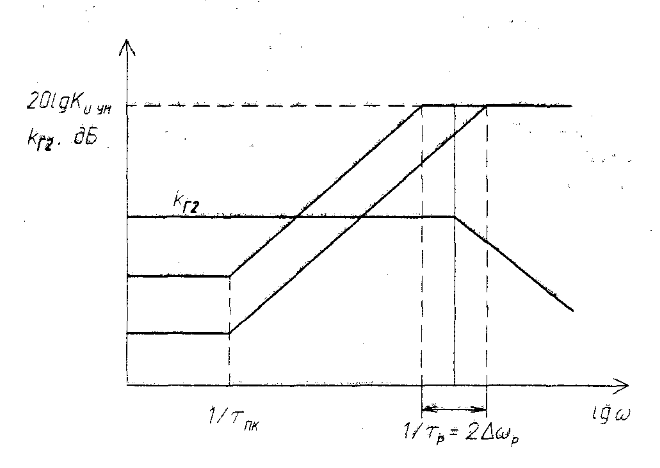


Рис. 9.2. Зависимости АЧХ и НИ каскада от частоты

Частота полюса $\omega_р = \frac{1}{\tau_р}$ — нестабильна и имеет отклонение, зависящее от амплитуды переменного напряжения на выходе УМ. Это значит, что при подаче на вход УН суммы полезного сигнала с частотой, близкой к $\frac{1}{\tau_р}$ и превышающей его по амплитуде инфразвуковой помехи (или другого сигнала с частотой, меньшей, чем $\omega_{ПК} = \frac{1}{\tau_{ПК}}$), полезный сигнал на выходе УН модулируется по фазе помехой (или вторым сигналом). У полезного сигнала появляется детонация: паразитная амплитудная модуляция за счет амплитудно-фазовой конверсии превращается в паразитную фазовую (частотную) модуляцию.

Результаты измерений и расчетов [9.1, 9.2] для транзистора КТ602Б, работающего при токе коллектора $I_К$ = 7 мА и амплитуде выходного напряжения 15 В:

— частота начала спада усиления $f_р$ = 86 Гц;

— частота окончания спада усиления $f_{пк}$ = 26,3 Гц;

— коэффициент второй гармоники на частотах ниже $\frac{1}{\tau_р}$ $k_{г2}$ = 11,7 %;

— относительная девиация частоты полюса $f_р$ составляет 10,3%, при этом девиация фазы сигнала в окрестности частоты полюса $f \approx f_р$ равна 0,053 рад, что соответствует детонации частоты сигнала 1,3%.

Экспериментально обнаружить линейные ТИ можно в схеме двухкаскадного инвертирующего усилителя (рис. 9.3). Установлено, что сигнал ошибки в точке суммирования увеличивается на частотах ниже 60 Гц; рост прекращается на частоте 20 Гц. Такое явление свидетельствует об уменьшении петлевого усиления из-за эффекта ЭТОС.

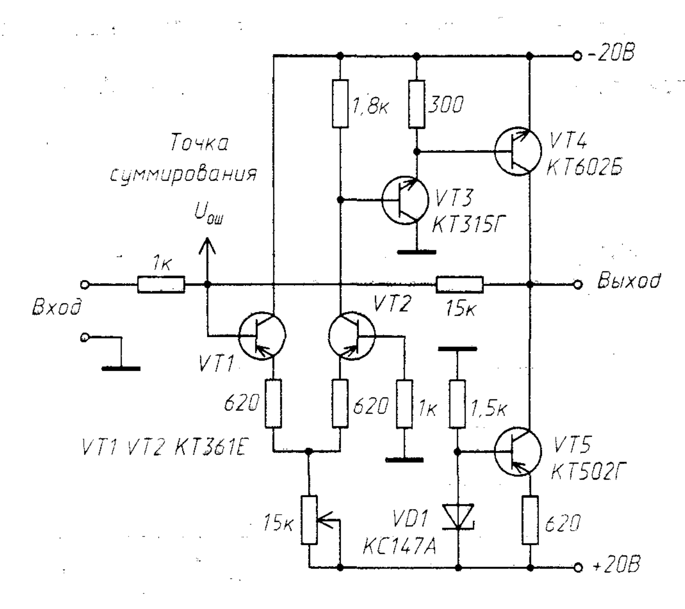


Рис. 9.3. Исследованный двухкаскадный инвертирующий усилитель

Приведем методы снижения и компенсации ТИ в каскадах УН [9.3].

1. Поскольку ТИ определяются рассеиваемой на транзисторе мощностью, последнюю целесообразно снижать.

2. Возможна частотная компенсация ЭТОС подачей на базу транзистора противофазного напряжения, повторяющего по форме значение мгновенной мощности, рассеиваемой на коллекторе.

3. Минимум ТИ имеет УН по каскодной схеме ОЭ-ОБ. Транзистор с ОБ ТИ не вносит, поскольку управляется источником тока (транзистор с ОЭ) с высоким выходным сопротивлением. В результате напряжение $U_{БЭ}$ стабильно. Потенциал коллектора транзистора с ОЭ постоянен, так что изменения температуры его коллекторного перехода незначительны.

9.1.3. Тепловые искажения в дифференциальном каскаде

Тепловые искажения в ДК на высокочастотных БТ приводят к фазовым сдвигам величиной 1...3° на частотах $10^2...10^4$ Гц [9.3]. Учет лишь инерционности электрических процессов, обусловленных паразитными емкостями, дает на один-два порядка меньшие величины.

Поскольку напряжение сигнала на выходе ДК на три порядка меньше, чем на выходе УН, тепловые искажения в ДК можно считать линейными, а знак ЭТОС — положительным. Последнее может приводить к неустойчивости режима ДК по постоянному току, исключить которую можно при помощи эмиттерных резисторов с определенным сопротивлением:

$$R_Э > \frac{1}{2{,}2 \cdot 10^{-3} R_{т(п\text{-}с)} U_{КЭ\,ДК}},$$

где $R_{т(п\text{-}с)}$ — тепловое сопротивление переход-среда транзисторов ДК, К/Вт (экспериментальный параметр);

$U_{КЭ\,ДК}$ — напряжение коллектор-эмиттер транзисторов ДК, В.

Таким образом, в ДК возникают существенные по значениям линейные искажения в области инфразвуковых частот в виде опережающего сдвига фазы сигнала, а также в подъеме АЧХ.

9.1.4. Тепловые искажения в многокаскадном усилителе мощности

В трехкаскадном УМ с общей ООС линейные и нелинейные ТИ приобретают более сложные формы.

Инфразвуковые интермодуляционные искажения возникают при наличии на входе усилителя паразитных сигналов 3...10 Гц достаточно большой амплитуды. На практике такая ситуация возникает достаточно часто: при формировании между входами ДК сигнала ошибки в нем присутствуют инфразвуковые составляющие колебаний с амплитудой, превышающей амплитуду полезного сигнала, что объясняется спадом петлевого усиления ниже частоты $\frac{1}{2}\pi\tau_р \approx 85...150$ Гц из-за рассмотренного ранее уменьшения коэффициента передачи в каскаде УН. Этим также объясняется рост легко измеряемого коэффициента гармоник на низких частотах практически во всех транзисторных УМ.

Если амплитуда сигнала ошибки выходит за пределы максимально допустимого входного напряжения дифференциального сигнала (для простого ДК на БТ эта

величина, напомним, составляет $U_{гр}$ = (3...6)φ_T), возникают инфразвуковые интермодуляционные искажения. Снизить вероятность их появления можно, применив ДК на полевых транзисторах или квазилинейные ДК.

Кроме выходного каскада искажения огибающей сигнала возникают также и в ДК вследствие нелинейного взаимодействия двух сигналов: полезного сигнала, представляющего собой в общем случае амплитудно-модулированные колебания, и сигнала, производного от огибающей этих колебаний. Последний образуется в результате нелинейного преобразования модулированных по амплитуде колебаний на характеристике передачи УМ при частотах сигналов ниже $\frac{1}{2}\pi\tau_p$. Из-за спада петлевого усиления на НЧ в сигнале ошибки общей ООС доминирует инфразвуковая компонента колебаний, производная от огибающей полезного сигнала. Если амплитуда колебаний выходит за пределы линейного участка (без ограничения) характеристики передачи ДК, то в нем образуются инфразвуковые интермодуляционные искажения, которые определяются как искажения огибающей сигнала. В силу амплитудно-фазовой конверсии инфразвуковые интермодуляционные искажения и искажения огибающей превращаются в паразитную частотную модуляцию полезного сигнала.

9.2. Схемотехника усилителей высокой точности

Приведем основные рекомендации для построения УВТ, которые могут строиться на транзисторах или с использованием микросхем ОУ.

1. Для всех вариантов усилителей лучше использовать инвертирующую схему (при этом синфазный сигнал на входе ДК невелик).

2. Входной каскад, как правило, дифференциальный; применение ПТ в нем оптимально с точки зрения динамических и инфразвуковых интермодуляционных искажений.

3. Каскад УН целесообразно строить по каскодной схеме, что дает малые «обычные» и тепловые НИ, а также хорошие высокочастотные свойства.

4. В мощных усилителях выходной каскад должен иметь большой ток покоя; здесь необходимо применять решения, снижающие КИ. Хорошие характеристики имеет выходной каскад с мощными МДП-транзисторами.

5. Для снижения уровня четных гармоник применимо двухтактное включение каскадов усиления по напряжению.

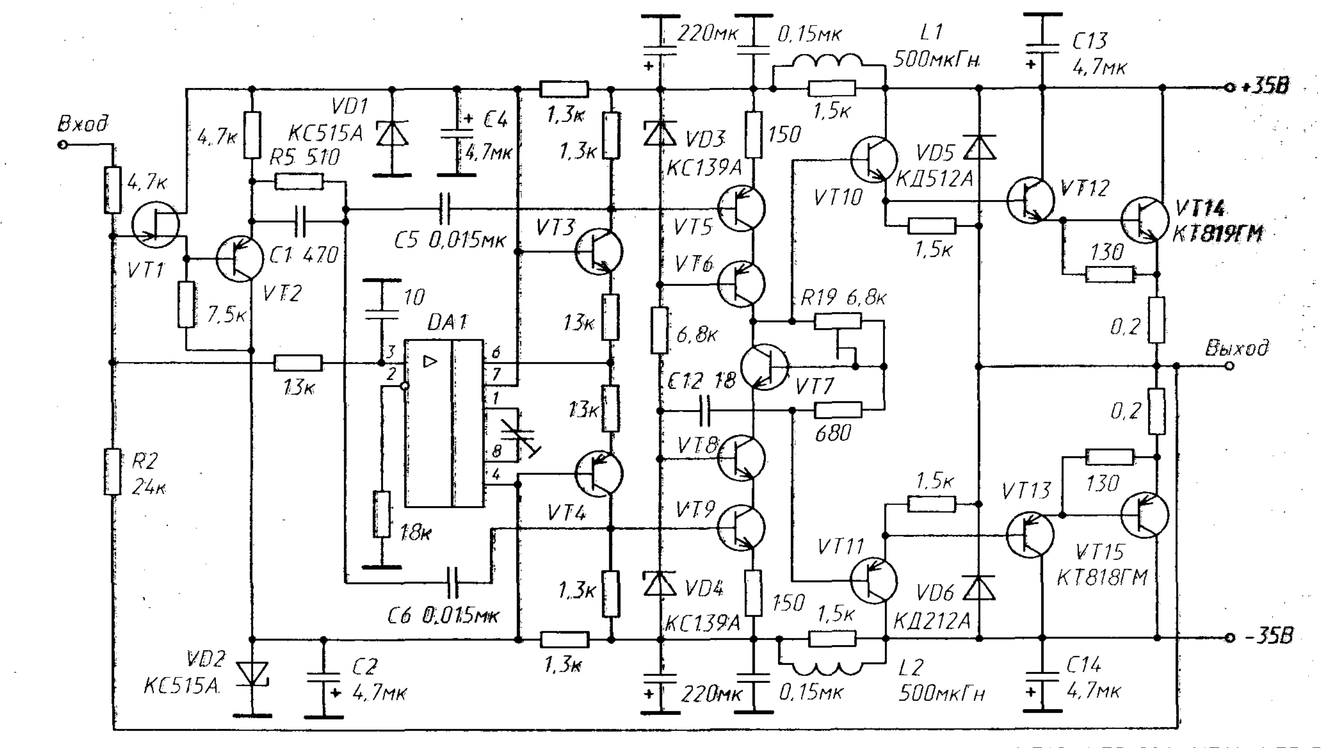
6. При использовании микросхем ОУ с недостаточным быстродействием хорошие характеристики получаются при использовании ВЧ параллельного канала усиления.

7. Для усилителей должны быть предусмотрены контроль переходной характеристики по виду усиленного импульсного сигнала субмаксимальной мощности с достаточно крутыми фронтами (критерий настройки — минимум времени установления при отсутствии затухающих колебаний).

Ниже будут приведены схемы усилителей, так или иначе соответствующие вышеперечисленным требованиям. Основной критерий отбора приводимых схем — детальная проработка всех каскадов, исследование характеристик, нетрадиционность решений.

Практические схемы

На рис. 9.4 приведена схема мощного масштабного усилителя постоянного тока УМВТ 50-84, реализованного по схеме с параллельным высокочастотным каналом в соответствии с изложенными рекомендациями [9.4].



VT1 КП307А, VT2 КТ326Б, VT3, VT7, VT9 КТ315Г, VT4, VT5 КТ361Г, VT6 КТ639Д; VT8 КТ630А, VT10 КТ3102А, VT11 КТ313Б, VT12 КТ602БМ; VT13 КТ626В; DA1 К153УД2; C2, C4, C13, C14 К53-16; R19 СП5-2

Рис. 9.4. УМВТ 50-84 по схеме с параллельным ВЧ каналом

Высокочастотный канал образован двумя последовательно включенными широкополосными повторителями напряжения: истокового (*VT1*) и эмиттерного (*VT2*). Их низкое выходное сопротивление обеспечивает быстрый перезаряд емкостей в точках суммирования сигналов параллельных каналов (базы транзисторов *VT5* и *VT9*), а, следовательно, и высокую скорость нарастания выходного напряжения.

Низкочастотный канал реализован на ОУ DA и транзисторах *VT3*, *VT4*, включенных по схеме с ОБ. Подстроечным конденсатором в цепи коррекции ОУ устанавливается максимально возможная глубина ООС всего усилителя на частоте 20 кГц, но при этом время установления выходного напряжения с заданной точностью должно быть минимально. Размах выходного напряжения *DA* не превышает 0,5 В на частоте 20 кГц при номинальной выходной мощности усилителя, поэтому ограничения по скорости нарастания выходного напряжения ОУ не происходит. Стабилизация *DA* по постоянному току обеспечивается общей параллельной ООС усилителя через резистор *R2*. Напряжение смещения и дрейф усилителя полностью определяются соответствующими параметрами *DA*, так как ток затвора транзистора *VT1* более чем на порядок меньше входного тока применяемого ОУ.

Фазовый сдвиг, вносимый DA на высоких частотах, компенсируется высокочастотным каналом усиления, поэтому АЧХ усилителя около частоты среза определяется, в основном, параметрами единственного широкополосного каскада УН (*VT5*, *VT6*, *VT8*, *VT9*), что позволило реализовать необходимый запас устойчивости усилителя и высокое значение частоты среза по основному контуру ООС. Высоковольтный УН выполнен по каскодной схеме, что обеспечило высокий коэффициент усиления (более 10^3) в широкой полосе частот и минимальные интермодуляционные искажения. Конденсатор *C12* совместно с емкостями коллектор-база, входной емкостью усилителя тока, а так же форсирующей цепью *R5C1* в высокочастотном канале формирует АЧХ усилителя на высоких частотах.

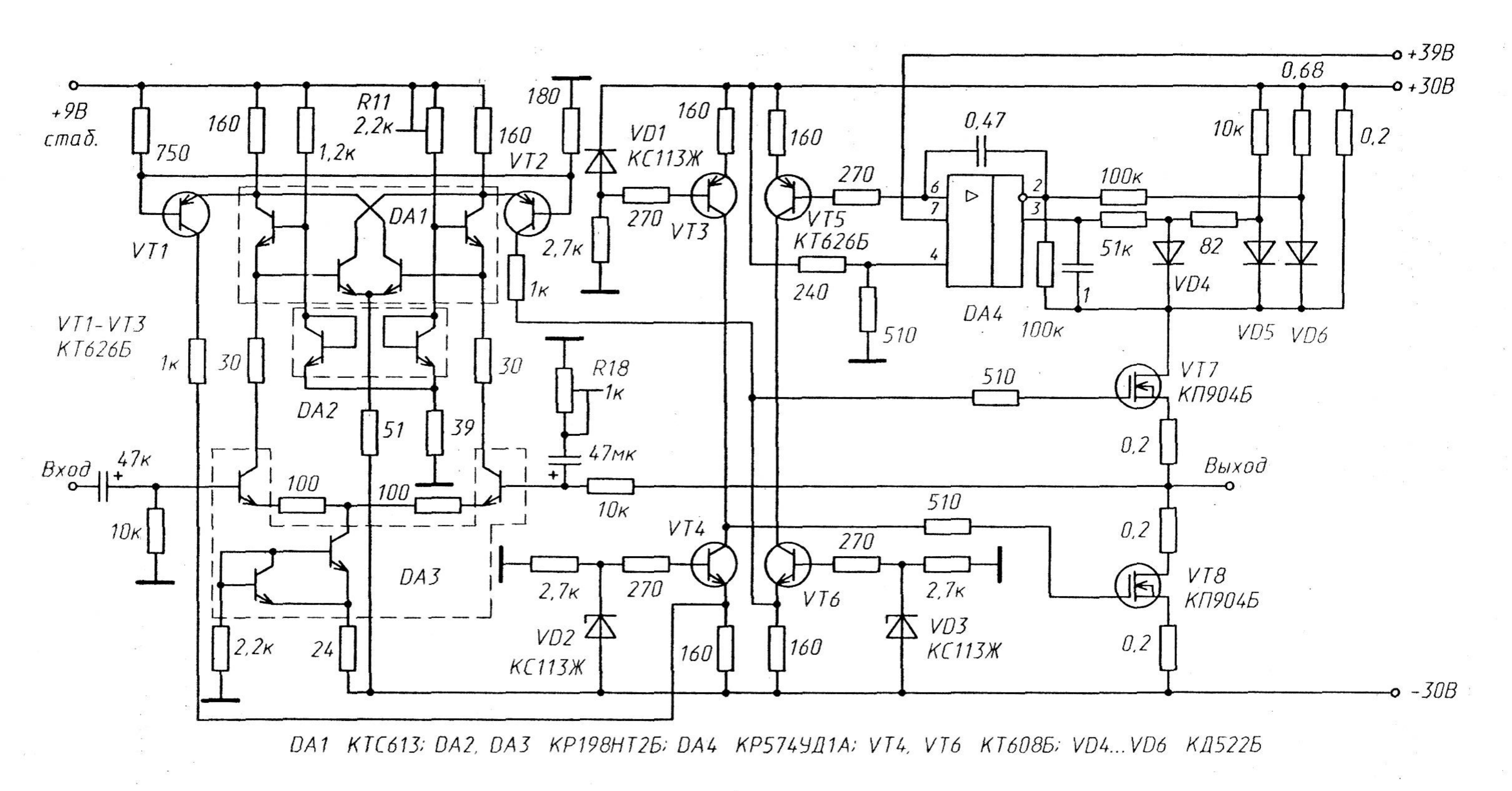
В цепях питания каскадов усиления напряжения включены пассивные фильтры и параметрические стабилизаторы напряжения для высокочастотного канала ОУ и базового смещения транзисторов *VT3*, *VT4*.

Выходной каскад *VT10*...*VT15* — трехкаскадный двухтактный эмиттерный повторитель. Ток покоя оконечного каскада (не более 50 мА) устанавливается переменным резистором *R19*. При работе на емкостную нагрузку ($C_н$ > 300 пФ) применяется стандартное решение — включение последовательно с нагрузкой дросселя 10...30 мкГн, зашунтированного резистором 5...20 Ом.

Параметры усилителя УМВТ 50-84 следующие: номинальное выходное напряжение ±20 В; номинальное активное сопротивление нагрузки 4 Ом; малосигнальная полоса пропускания 1 МГц; полоса пропускания при номинальной выходной мощности 100 кГц; скорость нарастания выходного напряжения, измеренная на импульсном сигнале со скважностью 5 составляет 100 В/мкс; время установления выходного напряжения 10 В с погрешностью 1% — 2 мкс; векторная погрешность на частоте 20 кГц при выходной мощности 27 Вт не более 0,1%; уровень паразитных спектральных составляющих — не более 80 дБ (коэффициенты гармонических и интермодуляционных искажений не более 0,01%); коэффициент усиления по напряжению равен 5; приведенное ко входу напряжение шума от пика до пика в полосе 1...10 кГц составляет 50 мкВ.

УМ (рис. 9.5) обладает высокой температурной стабильностью, нечувствителен к коротким замыканиям выхода, вторичному и тепловому пробою оконечных транзисторов [9.5]. Применение в оконечном каскаде широкополосных мощных УВТ МДП-транзисторов позволяет использовать неглубокую, около 20 дБ, общую ООС.

Входной ДК преобразует входное напряжение в дифференциальный токовый сигнал, который подается на схему Джильберта [8.2, 9.6] со сложением токов и взаимными связями (сборка транзисторов *DA1*). Такой входной каскад в целом обеспечивает стабильность АЧХ и ФЧХ в широкой полосе рабочих частот. Транзисторы *VT1*, *VT2* включены по схеме с ОБ, их нагрузки — каскады на транзисторах



DA1 КТС613; DA2, DA3 КР198НТ2Б; DA4 КР574УД1А; VT4, VT6 КТ608Б; VD4...VD6 КД522Б

Рис. 9.5. Высоколинейный УМ с выходными МДП-транзисторами

VT4, *VT6*, также включенных по схеме с ОБ. Такой усилитель напряжения имеет максимальную полосу частот. Нагрузками каскадов на транзисторах *VT4*, *VT6* являются ГСТ на транзисторах *VT3*, *VT5*.

Стабилизация тока покоя и защита от перегрузок осуществляется при помощи ОУ *DA4* за счет преобразования разности опорного напряжения на его неинвертирующем входе и напряжения на диоде *VD6*, зависящего от тока через оконечные МДП-транзисторы *VT7*, *VT8*, в ток, регулирующий положение рабочей точки БТ *VT3*, *VT5*. Потенциометром *R11* устанавливается минимум НИ на выходе усилителя при отключенной ООС по переменному напряжению (*R18* = 0).

В интервале температур –20...+60°С усилитель имеет следующие характеристики: полоса частот при неравномерности АЧХ не более 0,5 дБ составляет 2 Гц...10 МГц; скорость нарастания выходного напряжения превышает 400 В/мкс; нелинейные искажения не более 0,001%; отношение сигнал/шум — не менее 87 дБ при входном сигнале 0,2 В; ФЧХ постоянна в диапазоне частот до единиц мегагерц (поворот фазы на частоте 1 МГц составляет 1,8° при отключенной ООС по переменному напряжению). При входном импульсном сигнале амплитудой 0,2 В, имеющего длительность фронта 0,15 нс, выходной сигнал имел амплитуду 13,2 В и длительность фронта 32 нс. Максимальная синусоидальная выходная мощность достигает 100 Вт на нагрузке 4 Ом.

Дополнительно повысить линейность УМ позволяет компенсация четных гармоник в двухтактных выходных каскадах на мощных БТ. Однако возможность такой линеаризации ограничивается разбросом параметров транзисторов, который можно преодолеть цепями компенсации параметров. На рис. 9.6 приведена схема УМ, построенного по этим принципам [9.7].

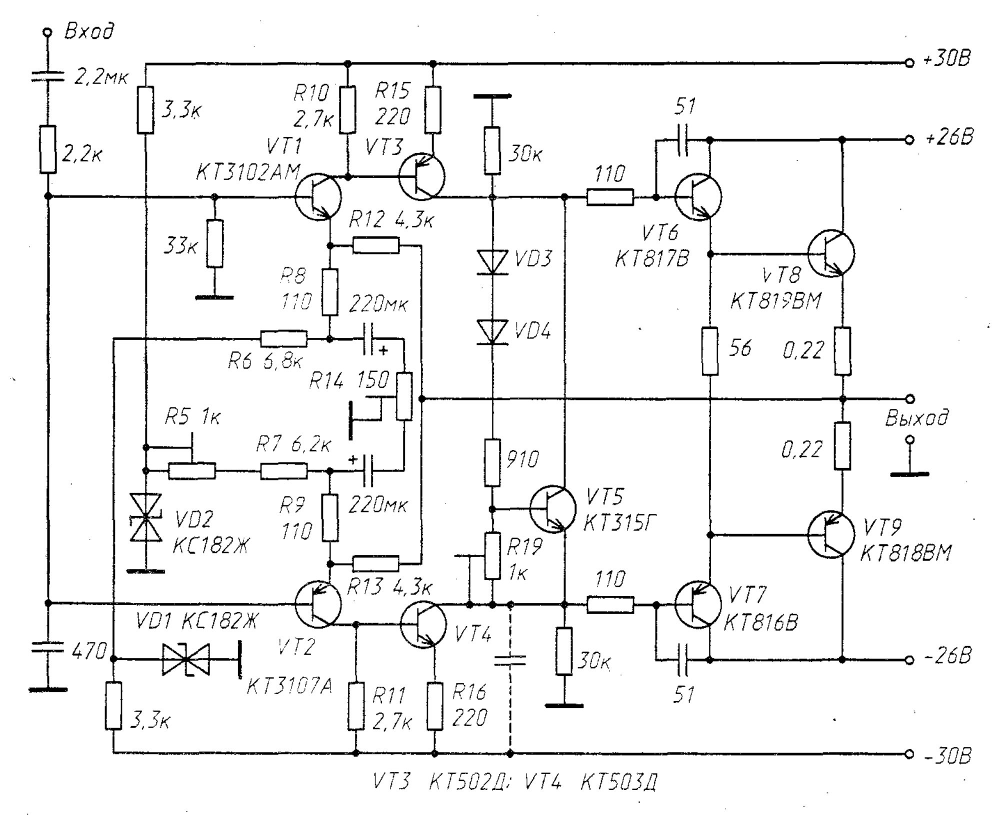


Рис. 9.6. УМ с компенсацией четных гармоник

Каскады усиления напряжения (транзисторы *VT1...VT4*) охвачены цепями местных ООС по переменному и постоянному току: в первом — это резисторы *R8*, *R9* и *R6*, *R5* + *R7* соответственно; во втором — резисторы *R15*, *R16*. Напряжение общей ООС подается в эмиттерные цепи транзисторов *VT1*, *VT2* через резисторы *R12*, *R13*. Смещение транзисторов первого каскада стабилизировано за счет стабилитронов *VD1*, *VD2*. Для изменения глубины ООС в плечах двухтактных каскадов предназначен резистор *R14*, движок которого заземлен (за счет этого глубина как местной, так и общей ООС перераспределяется дифференциально без изменений режима по постоянному току.

Выходной каскад с ускоренным переключением особенностей не имеет.

Усиление с разомкнутой ООС составляет 56 дБ, с замкнутой — 26 дБ. Мощность на нагрузке 8 Ом при коэффициенте гармоник 0,15% — 30 Вт, коэффициент гармоник при мощности 20 Вт на частоте 1 кГц — 0,05%, 16 кГц — 0,06%.

При синусоидальном входном сигнале на выходе усилителя будет присутствовать постоянная составляющая и вторая гармоника входного сигнала, пропорциональные квадрату амплитуды входного сигнала, а также гармоники более высоких порядков. Первые две составляющие обусловлены квадратичным детектированием сигнала на нелинейностях второго порядка. Наличие постоянной составляющей при передаче переменного сигнала в сбалансированном усилителе может служить однозначным признаком присутствия четных гармоник.

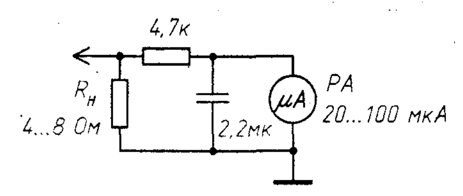


Рис. 9.7. Схема измерения малой постоянной составляющей выходного сигнала, обусловленной квадратичной нелинейностью двухтактного каскада

Линеаризацию УМ осуществляют подстройкой резистора *R14*, измеряя постоянную составляющую на выходе УМ, на вход которого подан синусоидальный сигнал частотой 5...8 кГц с уровнем, равным 0,7 от максимального. Такой способ линеаризации дает достаточно высокую точность: при исходном коэффициенте гармоник 0,08%, измеренном измерителем нелинейных искажений, после компенсации нелинейности по микроамперметру этот показатель снизился до 0,036%, при дальнейшей минимизации по измерителю нелинейных искажений — до 0,03%.

Регулировка по минимуму четных гармоник в УВТ и УМ может производиться в выходном каскаде (схемы на рис. 5.32, 5.38, 9.8, 9.9).

Предварительный усилитель схемы рис. 9.8 состоит из эмиттерного повторителя на транзисторе *VT1* и симметричного двухтактного каскада на комплементарных транзисторах *VT2*, *VT3* с местными ООС по постоянному току (резисторы *R11*, *R12*) [9.8]. Напряжение общей ООС подается с выхода предварительного усилителя (точка соединения коллекторов транзисторов *VT2*, *VT3*) в цепь базы транзистора через резистор *R1*. Коэффициент усиления предварительного усилителя определяется делителями *R1...R3*. Без ООС этот коэффициент равен 100, коэффициент гармоник при максимальном сигнале в номинальном диапазоне частот — 0,15%; введение ООС уменьшает их соответственно до 5,5 и 0,01%. Симметрирование усилителя осуществляется подстроечным резистором *R8*.

Предоконечный каскад (*VT4—VT6*) аналогичен по структуре предварительному усилителю и имеет примерно такие же параметры. Эмиттерный повторитель (транзистор *VT4*) повышает эффективность параллельной ООС, введенной с помощью делителя из резисторов *R13*, *R14*, *R19*. Граничная частота каскада (первый

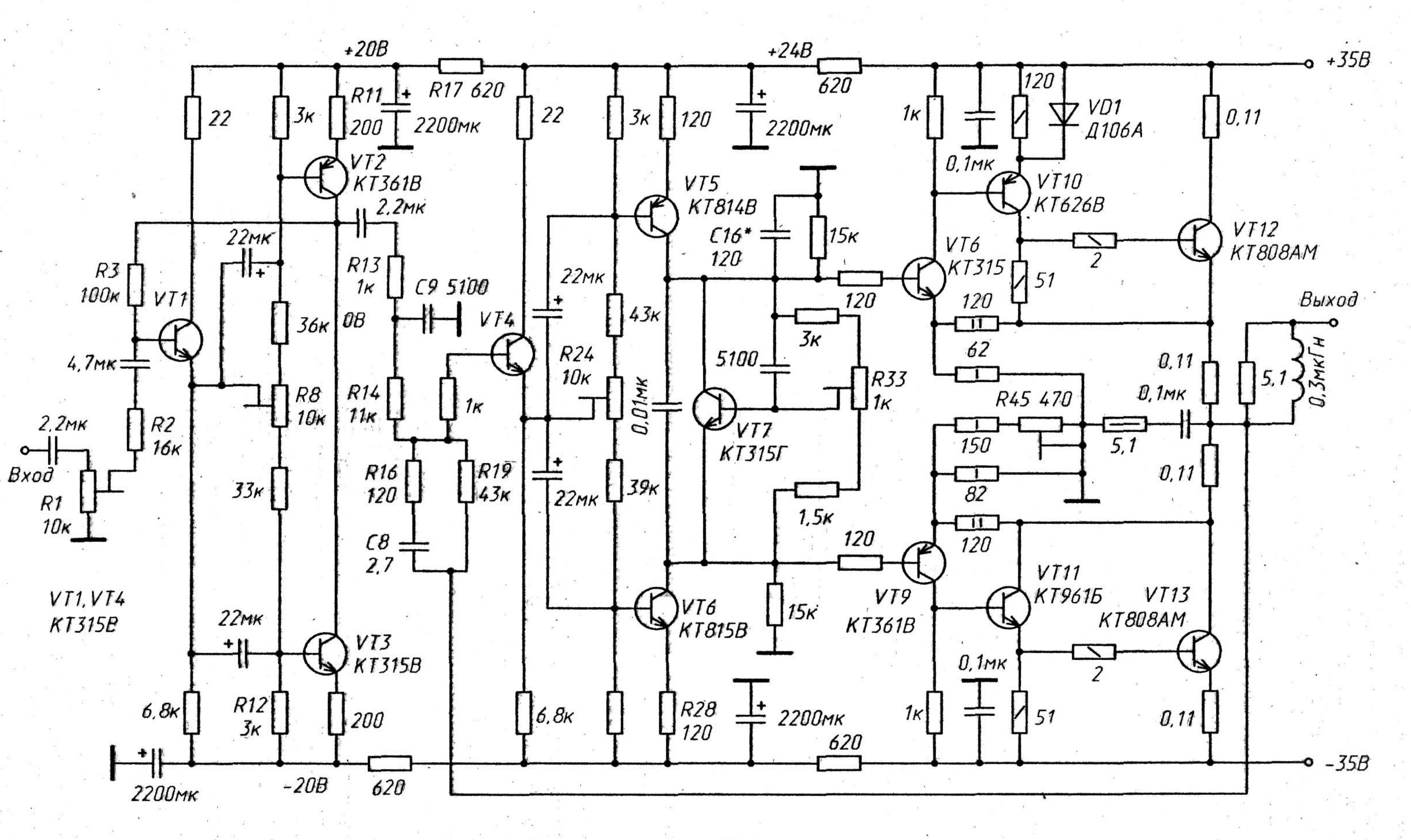


Рис. 9.8. Высококачественный УМ звуковых частот

полюс его АЧХ) определяется емкостями коллекторных переходов транзисторов *VT5*, *VT6*, а также конденсатора *C16* и составляет примерно 35 кГц. Цепь коррекции по опережению *R16C8* сдвигает второй полюс АЧХ на частоту 2 МГц.

Оконечный каскад (транзисторы *VT8—VT13*) аналогичен применяемому в усилителе «Бриг-001 стерео». На высоких частотах каскад симметрируют резистором *R45* по минимуму четных гармоник, изменяя коэффициент усиления по напряжению в нижней по схеме части (транзисторы *VT9*, *VT11*, *VT13*). Коэффициент гармоник каскада без общей ООС составляет 0,5...0,7 %, коэффициент усиления — 2,7. Ток покоя транзисторов *VT12*, *VT13* (около 100 мА) устанавливается подстроечным резистором *R33*, балансируют усилитель резистором *R24*.

С общей ООС коэффициент гармоник всего усилителя при максимальной мощности в диапазоне частот 20 Гц...30 кГц не превосходит 0,02%. Верхняя граница полосы пропускания в режиме малого сигнала (конденсатор *C3* отключен) достигает 1,8 МГц. Другие характеристики усилителя: максимальная выходная синусоидальная мощность на нагрузке 4 Ом не менее 80 Вт; отношение сигнал/шум — не менее 90 дБ.

Описываемый ниже УМ (рис. 9.9) — сравнительно прост и способен выдерживать кратковременное короткое замыкание в нагрузке, не требует выносных элементов термостабилизации тока покоя транзисторов оконечного каскада. Для снижения общих НИ в усилителе имеются схемотехнические решения, снижающие КИ [9.9].

Основное усиление по напряжению обеспечивает ОУ *DA1*, выход которого нагружен высокими входными сопротивлениями эмиттерных повторителей на транзисторах *VT1*, *VT2*, применение которых обеспечило термостабильность напряжений база-эмиттер транзисторов *VT3*, *VT4*. Выходной каскад выполнен на схеме ОЭ-ОЭ-ОК (транзисторы *VT3*, *VT4*, *VT7*... *VT10*).

Генераторы тока на транзисторах *VT5*, *VT6* вместе с датчиками тока на резисторах *R33*, *R34*, исключают отсечку эмиттерного тока транзисторов *VT9*, *VT10*, переводя их в режим генератора тока и тем самым снижая КИ. Наличие датчиков тока на резисторах *R33*, *R34*, глубокой ООС по постоянному току и токоограничительных резисторов в базовых цепях транзисторов *VT9*, *VT10* приводит к ограничению их коллекторных токов до приемлемого значения при коротких замыканиях в нагрузке.

Резистором *R14* симметрируется выходной каскад по минимуму четных гармоник (см. схему рис. 8.7). При изменениях температуры теплоотводов оконечных транзисторов от 20 до 90°C, ток покоя находится в пределах 150...180 мА. Балансируется весь усилитель соответствующими цепями ОУ (на схеме не показаны). Без этих цепей постоянное выходное напряжение может достигать ±20 мВ.

Основные технические характеристики: максимальная синусоидальная выходная мощность на нагрузке 4 Ом — 80 Вт; коэффициент гармоник при максимальной выходной мощности на частоте 1 кГц не более 0,02%, на частоте 20 кГц — не более 0,004%; коэффициент интермодуляционных искажений не более 0,0015%; скорость нарастания выходного напряжения (без конденсатора *C4*) не менее 40 В/мкс.

Существует предположение, что при усилении звуковых сигналов качество звучания определяется не глубиной ООС, а линейностью исходного (не охваченного ею) усилителя [9.10]. На рис. 9.10 представлена схема усилителя без общей ООС, особенностью которого является наличие узла компенсации НИ.

Усилитель состоит из трех каскадов: двухтактного эмиттерного повторителя, усилителя напряжения и выходного каскада. Эмиттерный повторитель (транзисторы *VT1*,*VT2*) работает в режиме А и имеет высокое входное сопротивление. Цепи *R1C4* и *R8C5* образуют ФНЧ с частотой среза около 63 кГц.

УН (транзисторы *VT3*...*VT6*) представляет собой двухтактное «токовое зеркало», нагруженное резисторами *R14*, *R15*. Коэффициент передачи тока этого каскада определяется отношением сопротивлений резисторов в эмиттерных

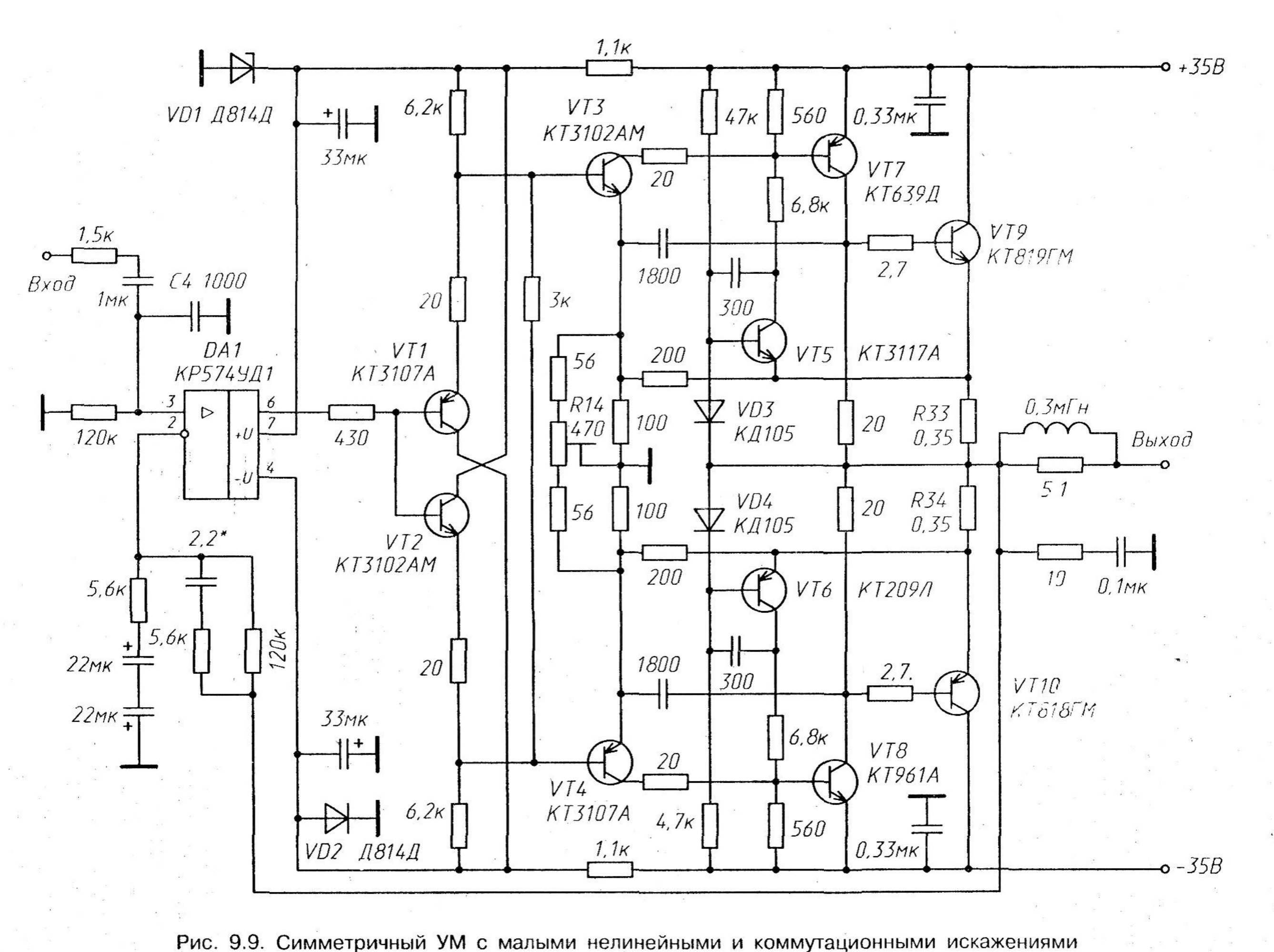


Рис. 9.9. Симметричный УМ с малыми нелинейными и коммутационными искажениями

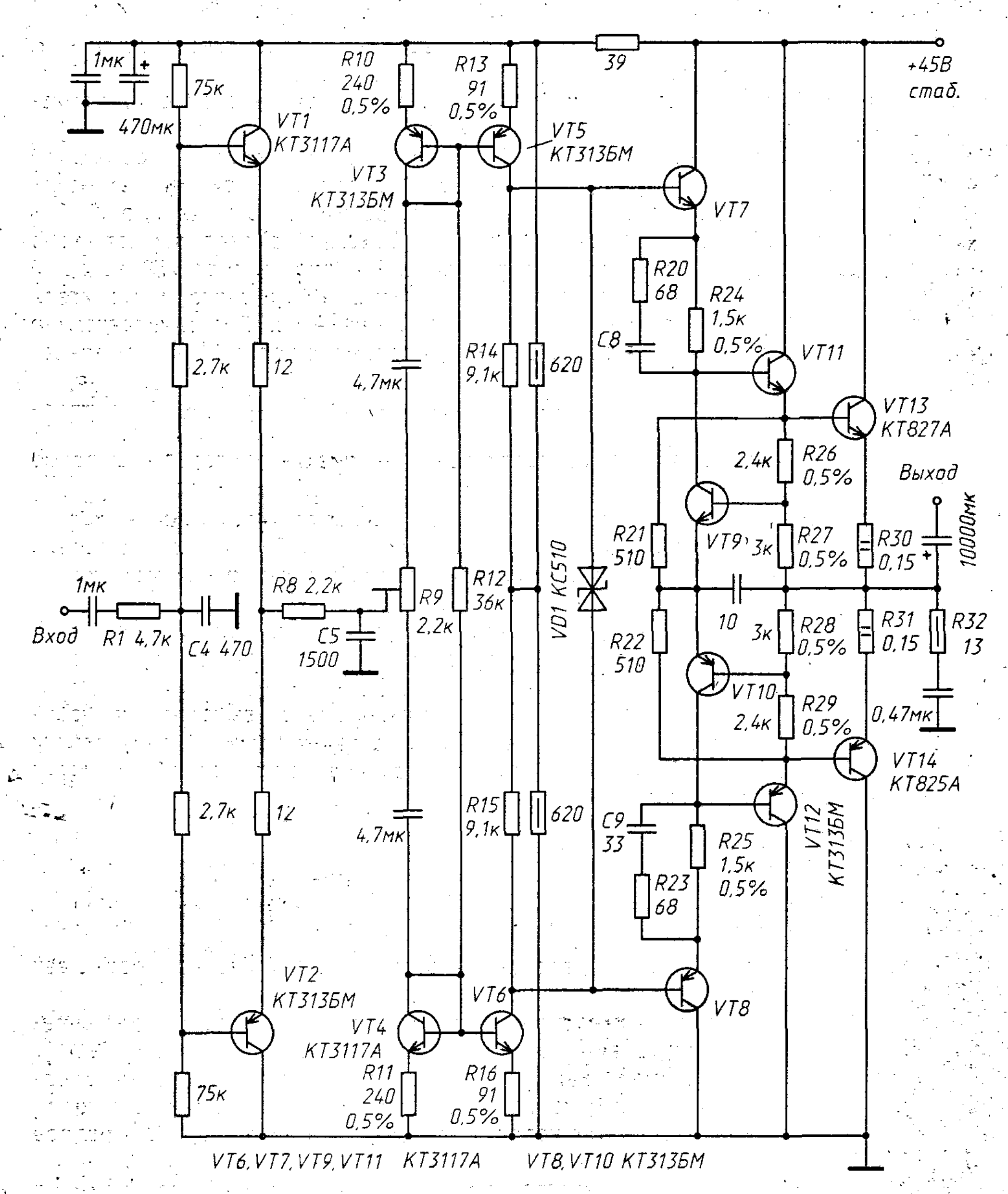


Рис. 9.10. УМ без общей ООС

цепях транзисторов *VT3...VT6*: $K_I = \frac{R_{10}}{R_{13}} = \frac{R_{11}}{R_{16}} \approx 2{,}5$; коэффициент усиления напряжения K_U — значением K_I и отношением выходного сопротивления каскада, определяемое практически полностью сопротивлением нагрузки, к входному: $K_U = \frac{K_I R_{вых}}{R_{вх}} = \frac{R_{10} R_{14}}{R_{13}(R_{10} + R_8 + 0{,}5 R_9)}$.

Режим работы по постоянному току всего каскада УН задан резистором *R13*. НИ каскада зависят от разброса сопротивлений резисторов *R10*, *R11*, *R13*, *R16*, поэтому их необходимо попарно подобрать. Более точная балансировка производится резистором *R9* по минимуму четных гармоник.

Выходной каскад (транзисторы *VT7...VT12*) имеет узел компенсации (коррекции) НИ. Ток покоя оконечных транзисторов — около 100 мА. Входной неискаженный сигнал одновременно поступает на базу транзистора оконечного каскада *VT13* и через резистор *R21* на эмиттер транзистора *VT9*. Выходной сигнал, пройдя через резистор *R30*, через делитель *R27R26* подается на базу транзистора *VT9*, который выделяет напряжение ошибки и подает его на вход эмиттерного повторителя (транзистор *VT11*). Из искаженного сигнала напряжение ошибки вычитается на резисторе *R24*. Сопротивление резистора *R21*, определяющее глубину компенсации НИ, связано с сопротивлениями резисторов *R24*, *R26*, *R27*: $R_{21} = \dfrac{R_{24}R_{26}}{R_{26}+R_{27}}$.

Критерий правильного выбора этих сопротивлений — близкое к нулевому выходное сопротивление УМ.

Цепи *R20C8*, *R23C9* и конденсатор *C10* обеспечивают устойчивость работы выходного каскада, ограничивая глубину компенсации на ВЧ. Из-за отсутствия общей ООС в УМ нет условий для динамических интермодуляционных искажений; УМ устойчив при работе на комплексную нагрузку.

К недостаткам следует отнести низкий коэффициент использования напряжения питания, высокие требования к его источнику (во избежание роста четных гармоник он должен быть стабилизирован).

Основные технические характеристики УМ: максимальная выходная синусоидальная мощность на нагрузке сопротивлением 4 Ома при коэффициенте гармоник не более 0,5% составляет 25 Вт. Коэффициенты гармоник при выходной мощности 12,5 Вт составляют на частотах:

100 Гц — 0,07%;
1000 Гц — 0,08%;
10000 Гц — 0,10%;
20000 Гц — 0,12%.

Выходное сопротивление в диапазоне частот 20 Гц...20 кГц не превышает 0,01 Ом.

На рис. 9.11 представлена схема высококачественного усилителя, применяемого для измерения коэффициента гармоник компенсационным методом [9.11].

Усилитель имеет следующие характеристики: коэффициент усиления с разомкнутой ООС превышает 80 дБ; коэффициент гармоник при единичном коэффициенте усиления менее 0,0003%; напряжение шума составляет 3 мкВ в полосе 20 Гц...20 кГц.

Особенностью ОУ рис. 9.12 является построение входного ДК по схеме со сложной динамической нагрузкой, позволяющей существенно увеличить коэффициент усиления всего ОУ с разомкнутой цепью ООС [9.12].

Входной ДК рассматриваемого ОУ построен на основе усилительного каскада схемы рис. 9.13. Входной сигнал усиливается транзистором *VT4*, в цепь коллектора которого последовательно включены резистор $R_н$ и эмиттерный повторитель на транзисторе *VT3*. К коллектору транзистора *VT4* подключена база транзистора *VT2*, который совместно с транзистором *VT1* образует неинвертирующий каскад ОК-ОБ, то есть сигнал на базу транзистора *VT3* подается усиленным.

На рис. 9.14 приведены измеренные АЧХ каскада рис. 9.13 при включении транзистора *VT4* по схеме ОЭ и ОБ путем блокирования неиспользованного входа на общий привод. Сопротивления источника сигнала и нагрузки составляли 50 Ом.

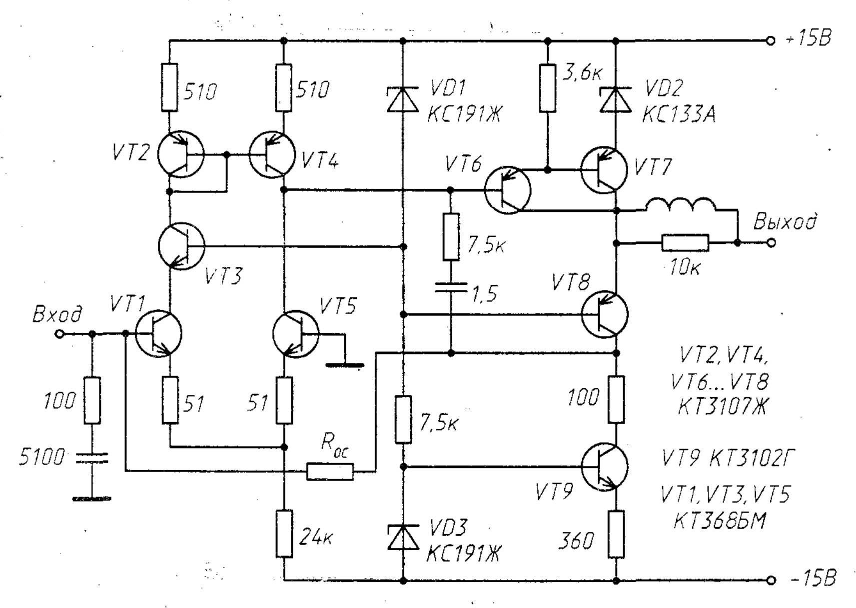


Рис. 9.11. Измерительный усилитель

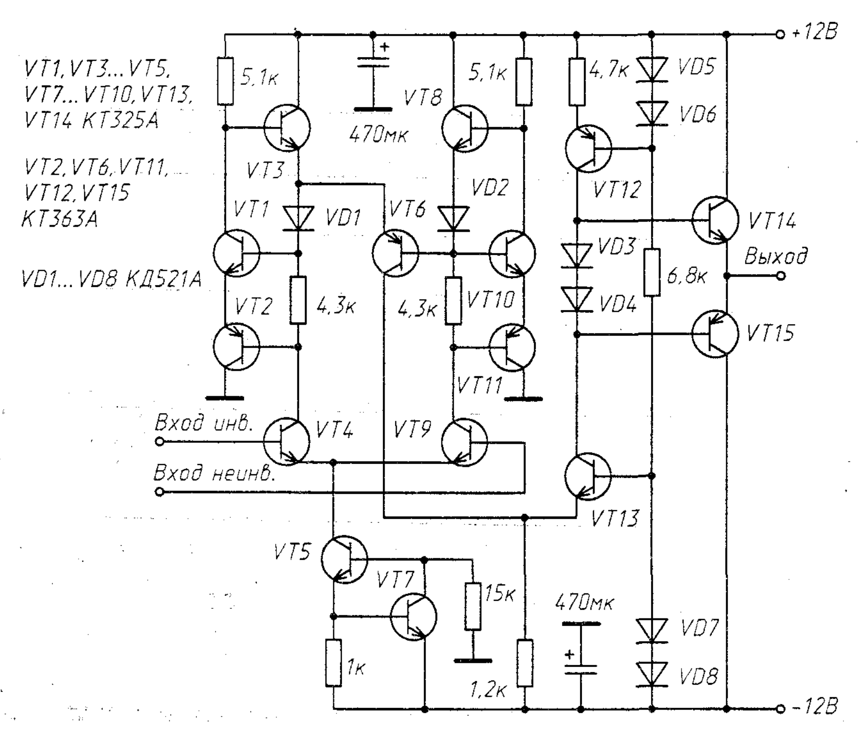


Рис. 9.12. ОУ с высоким коэффициентом усиления

Другие характеристики каскада: скорость нарастания выходного напряжения — около 350 В/мкс; выходное сопротивление равно 4 Ом. Недостатком каскада явля-

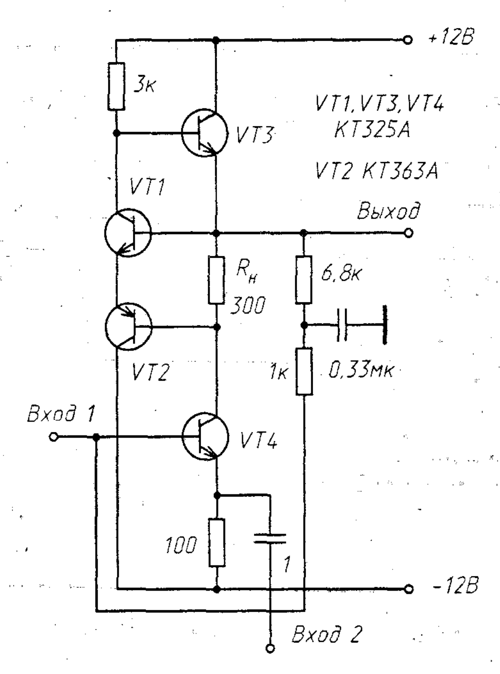


Рис. 9.13. Усилительный каскад со сложной динамической нагрузкой

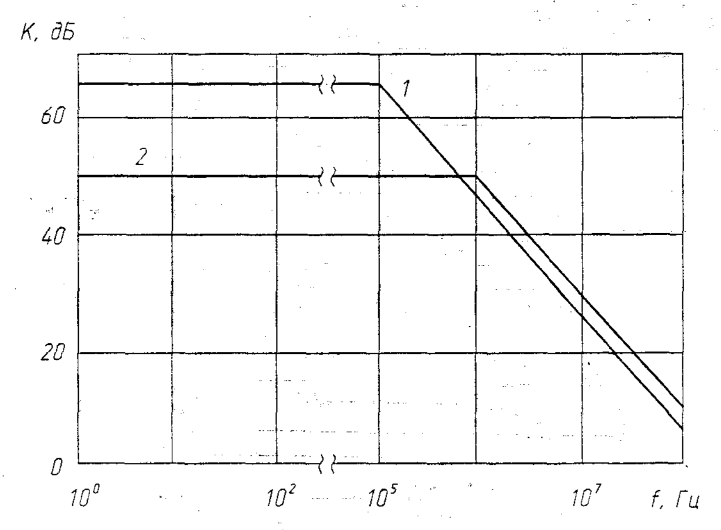


Рис. 9.14. АЧХ усилительных каскадов рис.9.13 с ОЭ (1) и ОБ (2)

ется сравнительно невысокий ДД, поскольку максимальная амплитуда выходного напряжения заметно меньше напряжения питания.

В ОУ схемы рис. 9.12 выходной ДК со сложной динамической нагрузкой образован транзисторами *VT1...VT4*, *VT8...VT11*. Каскад усиления напряжения *VT6*, *VT12*, *VT13* обеспечивает нулевое начальное смещение усилителя и максимальную амплитуду выходного сигнала, равную $\pm(E_п - 0{,}6\ В)$, где $E_п$ — напряжение питания

усилителя, В. Двухтактный эмиттерный повторитель позволяет отдавать в нагрузку ток до 20 мА при $E_п$ = 12 В.

Другие параметры ОУ: скорость нарастания выходного напряжения в режиме повторителя не менее 60 В/мкс при сопротивлении нагрузки 510 Ом; частота единичного усиления около 1,5 МГц; коэффициент усиления с разомкнутой ООС — около 120 дБ; полоса пропускания по уровню –3 дБ при усилении 40 дБ составляет 100 кГц.

10. ЭКОНОМИЧНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Под экономичностью будем понимать прежде всего к. п. д. как отношение выходной и потребляемой мощности. В зависимости от назначения усилителей для повышения экономичности используются разные способы:

— структурные (использование двухтактного режима АВ (В) вместо режима А в усилителях мощности, последовательное питание каскадов УВЧ и др.);

— уменьшение режимных токов каскадов в режиме А (микрорежим).

Ключевые усилители класса D и комбинированные режимы ВС, BD, AD для усилителей мощности здесь не рассматриваются по причине ограниченного объема книги.

С проблемой экономичности связана задача понижения потребляемой и рассеиваемой мощности, что повышает надежность усилителей, уменьшает габариты, массу устройств и источников питания. Это возможно за счет уменьшения напряжения питания и рабочих токов. Снижение питающих напряжений, которое нельзя считать способом улучшения экономичности, позволяет уменьшить потребляемую мощность не более чем на порядок, уменьшение рабочих токов от миллиампер до микроампер дает возможность снизить потребляемую мощность на несколько порядков.

Чаще всего понятием «микрорежим» определяют работу в микро- и наноамперном диапазонах токов. При величине тока коллектора ниже 1000 мкА можно считать, что БТ работает в микрорежиме. Для ПТ такой границей является ток стока 100 мкА. Заметим, что указанные границы весьма условны.

При использовании транзисторов в микрорежиме ухудшаются многие параметры. Для БТ это коэффициент усиления по току, у ПТ снижается крутизна усиления; в обоих случаях возрастает влияние обратных токов переходов, снижается быстродействие, что заставляет искать специальные схемотехнические решения, минимизирующие отрицательное влияние микромощных режимов работы транзисторов на их усилительные параметры.

10.1. Микромощные низкочастотные усилители

10.1.1. Усилители класса А

Проблема разработки микромощных низкочастотных усилителей обычно соседствует с задачей миниатюризации аппаратуры, поэтому зачастую имеет смысл решать одновременно обе задачи.

На рис. 10.1 приведена схема трехкаскадного усилителя с током потребления 10 мкА, предназначенного для усиления сигналов микрофона.

Количество схемотехнических решений усилителей, работающих от источника с напряжением питания 1,2...1,5 В, весьма ограничено. ПТ в этих случаях из-за больших напряжений $U_{отс}$ практически не применяются. Для БТ используется схема с ОЭ и ООС по напряжению за счет коллекторно-базового резистора (рис. 10.2,*а*) или комбинированная схема с дополнительной ООС по току (рис. 10.2,*б*).

Ориентировочное значение коэффициента усиления по напряжению схемы на рис. 10.2,*а* составляет K_U = 12...18 при токе коллектора около 25 мкА. При расчете

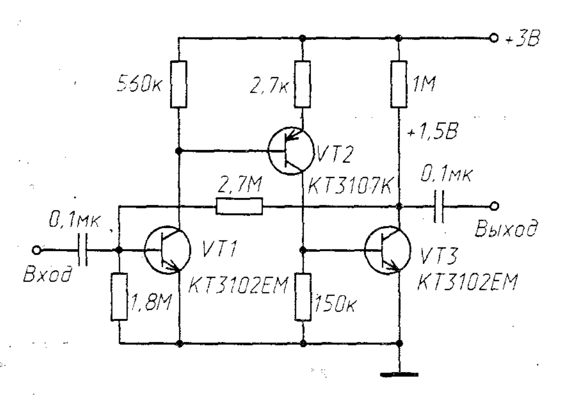


Рис. 10.1. Микрофонный усилитель с потребляемым током 10 мкА

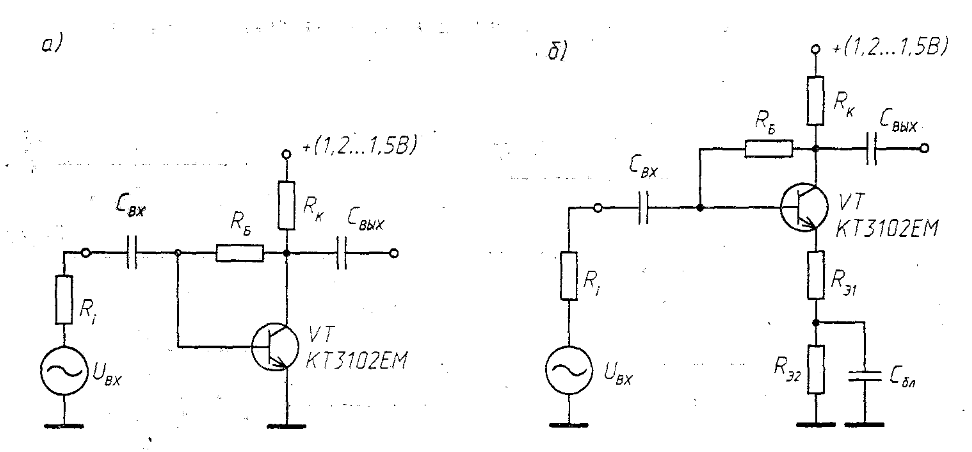


Рис. 10.2. Каскады, пригодные для работы при низких (1,2...1,5 В) напряжениях питания

следует учитывать, что из-за малых токов базы транзистора в микрорежиме $U_К \approx U_Б$ при сопротивлении $R_Б < 1$ МОм. Схема на рис.10.1,*б* при $R_{Э1} = 0$, $R_К = R_{Э2}$ и отсутствии $C_{бл}$ может использоваться как фазоинверсный каскад.

Каскадное соединение схем ОЭ-ОЭ (рис. 10.3) возможно как с разделительным конденсатором (рис.10.3,*а*), так и без него (рис. 10.3,*б*). В первом случае коэффициент усиления по напряжению на частоте 1 кГц около 70, во втором — около 50.

Хорошими усилительными свойствами обладают схемы с активной нагрузкой (рис. 10.4).

Усилитель на рис. 10.4,*а* имеет коэффициент усиления по напряжению около 70 при токе потребления 100 мкА.

Основными недостатками рассмотренных схем является значительная нестабильность усиления по напряжению при изменении напряжения питания в пределах 1...1,3 В и большие НИ, что обусловлено отсутствием общей ООС по постоянному или переменному напряжению (току) или недостаточной ее глубиной в однокаскадных схемах.

На рис. 10.4,*б* приведена схема усилителя с активной нагрузкой и ООС по току за счет резистора *R4*; при этом $K_U = 7$ и значительно повышается стабильность усиления, примерно на порядок снижается коэффициент гармоник.

Наилучшими усилительными свойствами обладает схема на рис. 10.5. (аналогична схеме рис. 6.8). Токи коллекторов транзисторов первого и второго каскадов составляют 25 и 50 мкА соответственно. При разомкнутой общей ООС (*R3* = 0)

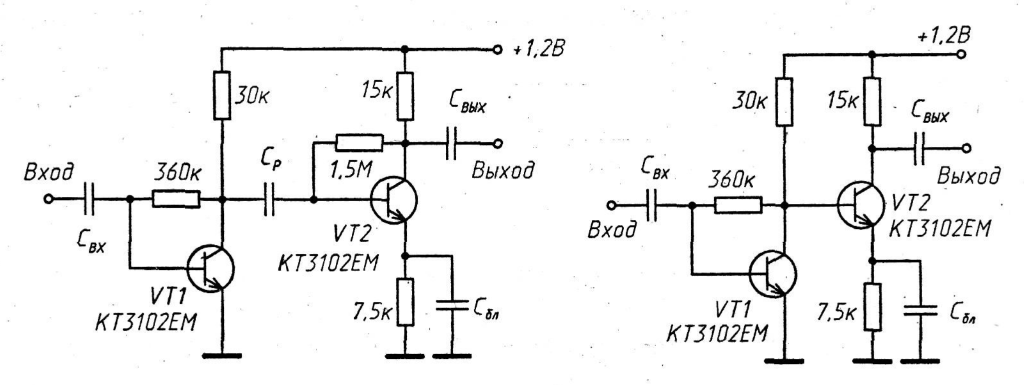


Рис. 10.3. Двухкаскадные усилители для низких напряжений питания

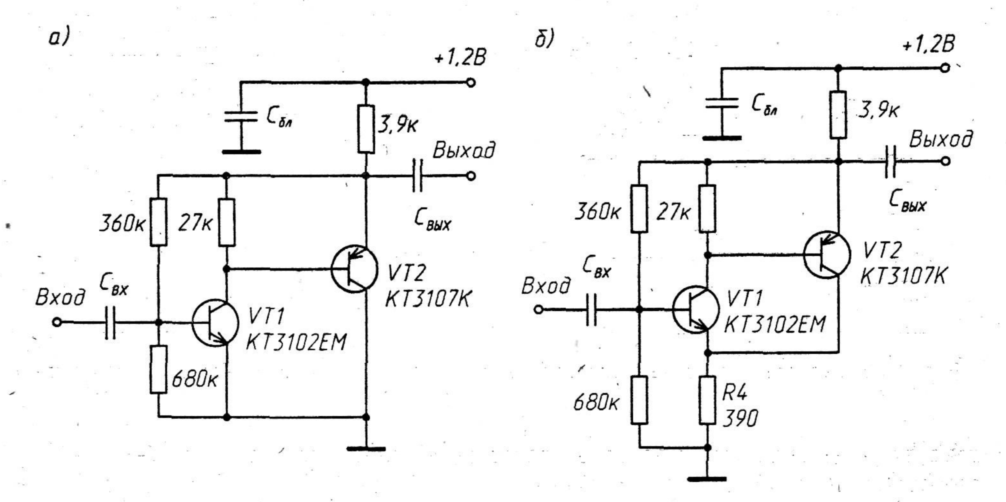


Рис. 10.4. Низковольтные усилители с активной нагрузкой

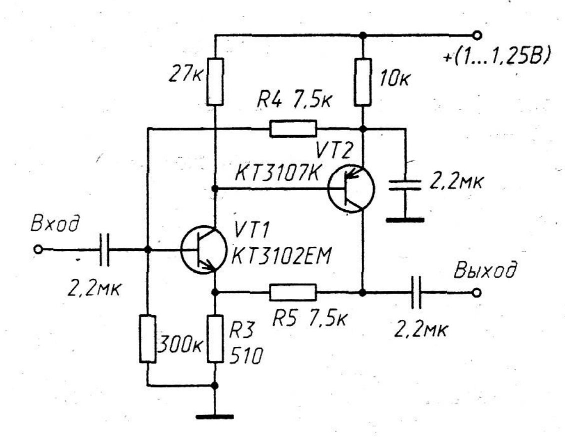


Рис. 10.5. Низковольтный микротоковый усилитель с наилучшими характеристиками

$K_U = 280$. Амплитуда выходного напряжения 220 мВ. Коэффициент усиления по напряжению $K_U \approx 1 + \frac{R_5}{R_3}$. Коэффициент гармоник описанного усилителя не превышает 0,8% на частоте 1 кГц.

10.1.2. Усилители класса АВ

Для получения максимальной амплитуды выходной каскад усилителя строится по двухтактной схеме с ОЭ. На рис. 10.6 приведена схема усилителя, имеющего амплитуду выходного сигнала не менее 0,5 В на нагрузке 5,1 кОм [10.1]. Коэффициент усиления по напряжению около 65 дБ.

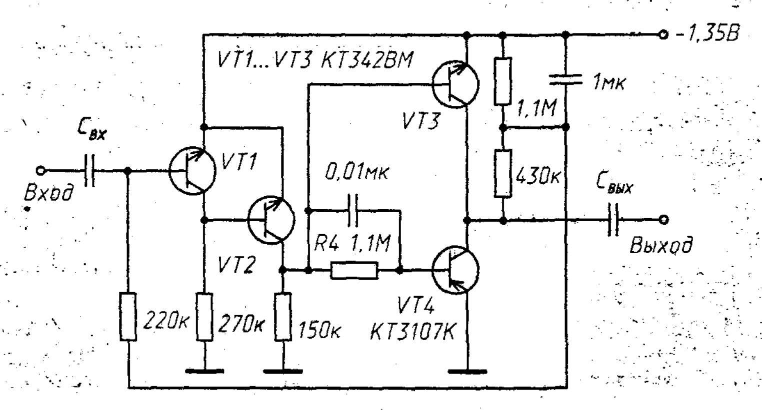


Рис. 10.6. Усилитель с амплитудой выходного сигнала более 0,5 В на нагрузке 5,1 кОм

Потребляемый ток величиной 50 мкА определяется практически полностью выходным каскадом и задается резистором *R4*. Токи остальных каскадов значительно меньше. При максимальной амплитуде выходного сигнала к. п. д. около 40%.

Усилитель по схеме на рис. 10.7 позволяет работать с нагрузкой свыше десятков Ом. Усилитель содержит три каскада усиления напряжения.

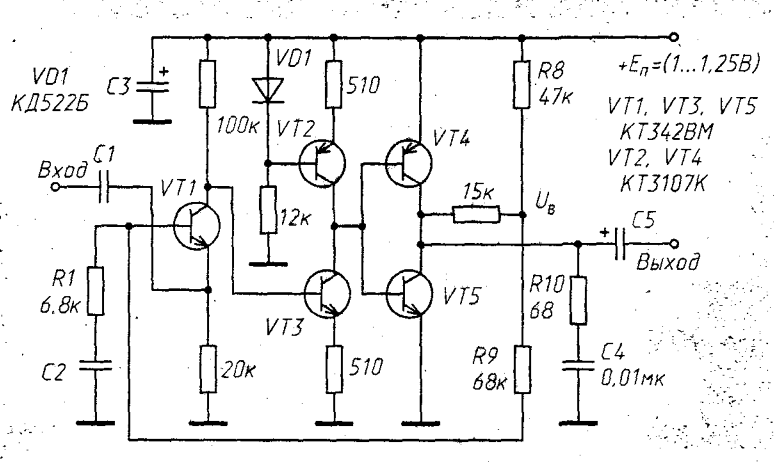


Рис. 10.7. Усилитель для нагрузки сопротивлением более 100 Ом

Для улучшения симметричности усиления обеих полуволн во втором каскаде в качестве нагрузки применен ГСТ на транзисторе *VT2*. Выходной каскад не имеет цепей стабилизации смещения, в результате чего наблюдается рост тока покоя до 0,7...1 мА при увеличении напряжения питания выше 1,2 В.

Необходимость введения ООС по переменному напряжению (*R9R1C2*) заставляет включать входной каскад по схеме с ОБ, подавая входной сигнал в цепь эмиттера транзистора *VT1*. Цепь ВЧ коррекции *R10C4* обеспечивает устойчивость работы. Емкости конденсаторов *C1*, *C2* и *C5* определяются требованиями к нижней частоте полосы пропускания усилителя и сопротивлением нагрузки (для *C5*). Резистором *R8* в точке соединения коллекторов транзисторов *VT4*, *VT5* устанавливается напряжение $\frac{E_п}{2}$. Этот резистор необходим, поскольку для смещения транзистора *VT1* требуется напряжение, практически всегда большее, чем $\frac{E_п}{2} = 0{,}6$ В. В связи с этим поддержание выходного напряжения $U_в$, равного половине напряжения питания, в интервале изменений $E_п$ = 1...1,25 В невозможно. В результате максимальная амплитуда выходного сигнала для $E_п$ = 1,1 В останется неизменной при последующем увеличении напряжения питания до 1,25 В.

Усилитель обеспечивает максимальное синусоидальное выходное напряжение 0,3 В на нагрузке 150 Ом при напряжении питания 1,2 В и потребляемом токе 1,1 мА. Ток покоя 300...400 мкА и изменяется при отклонениях от указанного напряжения питания.

Преобразование схемы выходного каскада (рис. 10.8) позволяет стабилизировать ток покоя описанного усилителя при изменении напряжения питания (основной дестабилизирующий фактор). Резисторы в базовых цепях ограничивают ток. Если не зашунтировать эти резисторы конденсаторами, в выходном каскаде снизится коэффициент усиления по напряжению и соответственно увеличатся НИ за счет уменьшения глубины ООС.

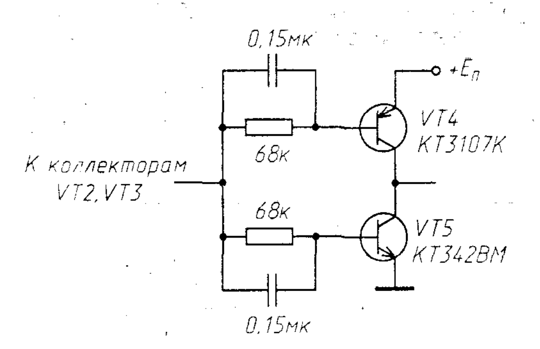


Рис. 10.8. Модификация схемы рис. 10.7

Усилитель с таким выходным каскадом имеет ток покоя не более 100 мкА при напряжении питания 1...1,25 В. Коэффициент гармоник на частоте 100 Гц составляет 3%, на частоте 2 кГц снижается до 2%, на частоте 4 кГц повышается до 3%. Остальные параметры усилителя не изменились.

Экономичный усилитель звуковой частоты для переносной аппаратуры представлен на схеме на рис. 10.9, где дополнительная экономия может быть достигнута переключением управляющего тока в ОУ КР140УД1208 логическим нулем на базе транзистора *VT1*, работающего в ключевом режиме.

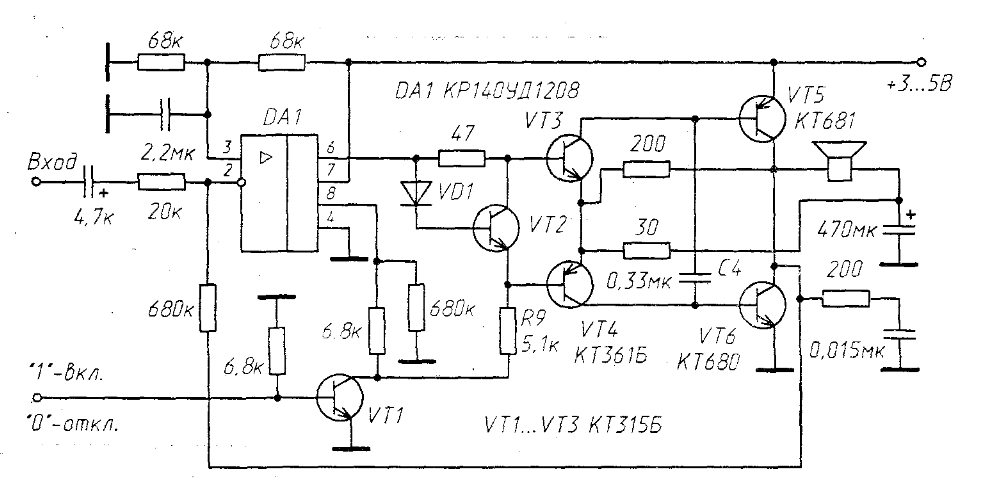


Рис. 10.9. Экономичный усилитель звуковой частоты

Основное усиление по напряжению обеспечивает ОУ. Выходной каскад по схеме с токовым управлением описан ранее (см. раздел 5.6). Его особенность — включение конденсатора *C4* для ускорения переключения оконечных транзисторов *VT5*, *VT6*, что снижает КИ.

Основные параметры усилителя: ток покоя во включенном состоянии не превышает 2,5 мА и может быть увеличен или уменьшен за счет снижения или увеличения сопротивления резистора *R9* соответственно. Максимальная синусоидальная выходная мощность на нагрузке 8 Ом при напряжении питания $E_п$ = 5 В не менее 200 мВт, при $E_п$ = 6 В — не менее 320 мВт; коэффициент гармоник на частоте 1 кГц при максимальной мощности не превышает 0,5%.

10.2. Высокочастотные усилители с малым потреблением

ВЧ усилители с малым энергопотреблением строятся двумя способами: в первом случае, когда не задано напряжение питания, оно выбирается минимальным; во втором случае, когда напряжение питания задано (например, в переносных приемниках или радиостанциях это напряжение определяет в конечном итоге громкость звучания и/или излучаемую мощность), целесообразно применять последовательное питание каскадов усиления. В обоих случаях минимизируется ток коллектора при отсутствии значительного уменьшения усиления на ВЧ.

На рис. 10.10 приведена схема каскада резонансного УПЧ с центральной частотой 465 кГц по схеме с ОБ в микротоковом режиме: $I_К$ = 5...15 мкА [10.2]. Каскад имеет коэффициент усиления по напряжению около 10. Связь между каскадами УПЧ — трансформаторная.

Схемы усилителей с последовательным питанием приведены на рис.10.11. В схеме на рис.10.11,*а* ток коллекторов транзисторов *VT1*, *VT2* стабилизируется опорным напряжением на диодах *VD1*, *VD2*, то есть $I_{К1} = I_{К2} = \frac{0,6}{R_э}$. Число каскадов может быть увеличено при большем напряжении питания; при этом следует учитывать требование к максимальному выходному напряжению.

На рис.10.11,*б* представлена схема трехкаскадного УПЧ [10.3]. Кроме последовательного питания каскадов с ОЭ, других особенностей усилитель не име-

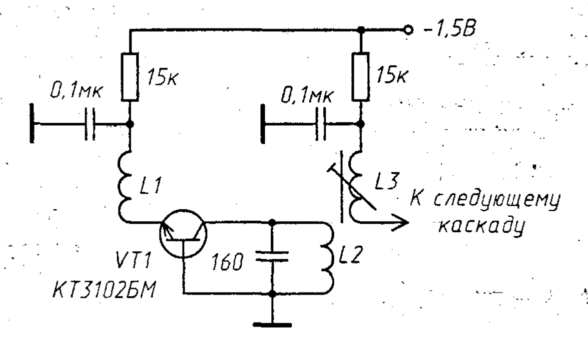


Рис. 10.10. Резонансный каскад в микротоковом режиме

Рис. 10.11. Каскады усиления с последовательным питанием

ет. При изменении напряжения питания общий коэффициент усиления по напряжению будет изменяться. В [10.4] этот эффект используется для регулировки усиления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

К главе 1

1.1. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы. — М., Сов. радио, 1979.
1.2. Гальперин М. В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. — М., Энергоатомиздат, 1987.
1.3. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. — М., Мир, 1983.
1.4. Усилители с полевыми транзисторами / под ред. И. П. Степаненко. — М., Сов. радио, 1980.
1.5. Достал И. Операционные усилители. — М., Мир, 1982.
1.6. Игнатов А. Н. Полевые транзисторы и их применение в технике связи. — М., Связь, 1984.

К главе 2

2.1. Шор К. Г. Малошумящие транзисторные усилители. — М., Энергия, 1971.
2.2. Жалуд В., Кулешов В. Шумы в полупроводниковых устройствах. — М., Сов. радио, 1977.
2.3. Нарышкин А. К., Врачев А. С. Теория низкочастотных шумов. — М., Энергия, 1972.
2.4. Придорогин В. М. Шумовые свойства транзисторов на низких частотах. — М., Энергия, 1976.
2.5. Достал И. Операционные усилители. — М., Мир, 1982.
2.6. Богословский И. Н., Якимов А. В. Источники фликкерных шумов в биполярном транзисторе. — Изв. вузов СССР, сер. «Радиофизика»,1986, т. XXIX, № 6, с. 675—683.
2.7. Дзарданов А. Л. Выбор малошумящего транзистора для предварительного усилителя низкой частоты. — Радиотехника, 1987, № 2, с. 84.
2.8. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. — М., Мир, 1991.
2.9. Леонтьев Г. Е., Армонавичюс В. В. Малошумящие усилители на биполярных транзисторах. — ПТЭ, 1983, № 2, с. 123.
2.10. Краснокутский Р. Н. и др. Определение распределенного сопротивления базы биполярных транзисторов по измеренным спектральным плотностям шума. — ПТЭ, 1986, № 6, с. 111.
2.11. Курчанинов Л. Л., Тихонов В. В., Шувалов Р. С. Измерение распределенного сопротивления базы бескорпусных биполярных транзисторов. — ПТЭ, 1988, № 1, с. 142.
2.12. Краснокутский Р. Н. и др. Малошумящие транзисторы для применения в ядерной электронике. — ПТЭ, 1988, № 5, с. 118.
2.13. Краснокутский Р. Н. и др. Шумовые характеристики бескорпусных биполярных транзисторов. — ПТЭ, 1990, № 3, с. 140.
2.14. Игумнов Д. В., Николаевский И. Ф. Транзисторы в микрорежиме. — М., Сов. радио, 1978.
2.15. Сухов Н. Проектирование малошумящих усилителей звуковой частоты // В сб.: «Радиоежегодник — 1986», М., ДОСААФ СССР, 1986, с. 40.
2.16. Королев А. М. Малошумящие усилители на диапазон частот 50...1000 МГц. — ПТЭ, 1984, № 6, с. 117—119.

2.17. Игнатов А. Н. Полевые транзисторы и их применение в технике связи. — М., Связь, 1984.
2.18. Ван дер Зил А. Шум. Источники, описание, измерение. — М., Сов. радио, 1973.
2.19. Леонтьев Г. Е., Армонавичюс В. П., Миколайтис Г. С. Малошумящий предусилитель. — ПТЭ, 1984, № 1, с. 126.
2.20. Леонтьев Г. Е., Армонавичюс В. П. Применение полевого транзистора КП303А в низкочастотных малошумящих предусилителях. — ПТЭ, 1988, № 6, с. 110.
2.21. Синицин В. Н., Гинзбург Ю. Н. Анализ шумовых источников предусилителей со стоковой обратной связью для рентгеновских спектрометров. — ПТЭ, 1986, № 6, с. 105.
2.22. Краснокутский Р. Н. и лр. Шумовые характеристики полевых транзисторов КП341 при Т=77 и 300 К. — ПТЭ, 1989, № 5, с. 77.
2.23. Гостило В. В., Попов А. А. Полевые транзисторы головных каскадов блоков детектирования ионизирующих излучений. — ПТЭ, 1989, № 5, с. 173.
2.24. Кузнецова Г. В. и др. // В сб. «Полупроводниковая электроника в технике связи», 1986, вып. 26, с. 55.
2.25. Игнатьев Ю. Шумовые характеристики транзисторных усилителей // В сб. «Радиоежегодник — 1989», М., ДОСААФ СССР, 1989.
2.26. Миколайтис Г. С. и др. Оптимальное согласование усилителя воспроизведения с воспроизводящей магнитной головкой магнитофона. — Техника кино и телевидения, 1982, № 6, с. 18.

К главе 3

3.1. Высокочастотные полупроводниковые усилители с обратной связью / под ред. А. И. Борисова, А. В. Кривошеина. — М., Радио и связь, 1982, с. 170.
3.2. Богданович Б. М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. — М., Радио и связь, 1984.
3.3. Цыкин Г. С. Отрицательная обратная связь и ее применение. — М., 1940.
3.4. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. — М., Мир, 1991.
3.5. Игнатов А. Н. Полевые транзисторы и их применение в технике связи. — М., Связь, 1984.
3.6. Материалы Второго Всесоюзного симпозиума «Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах». — Минск, МРТИ, 1980.
3.7. Гальперин М. В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. — М., Энергоатомиздат, 1987.
3.8. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. — М., Мир, 1991.
3.9. Функциональные устройства на микросхемах / под ред. В. З. Найдерова. — М., Радио и связь, 1985.
3.10. Усилители с полевыми транзисторами / под ред. И. П. Степаненко. — М., Сов. радио, 1980.
3.11. Сухов Н. Е. и др. Техника высококачественного звуковоспроизведения. — Киев, Техника, 1985.

К главе 4

4.1. Достал И. Операционные усилители. — М., Мир, 1982.
4.2. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов / В. И. Анисимов и др. — Л., Энергия, 1979.
4.3. Гальперин М. В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. — М., Энергоатомиздат, 1987.

К главе 5

5.1. Достал И. Операционные усилители. — М., Мир, 1982.
5.2. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы. — М., Сов. радио,1979.
5.3. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов / В. И. Анисимов и др. — Л., Энергия, 1979.
5.4. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы. — М., Мир, 1988.
5.5. Полонников Д. Е. Операционные усилители: принципы построения, теория, схемотехника. — М., Энергоатомиздат, 1983.
5.6. Матавкин В. В. Быстродействующие операционные усилители. — М., Радио и связь, 1983.
5.7. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС. — М., Мир, 1985, 572 с.
5.8. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. — М., Мир, 1983.
5.9. Горошков Б. И. Радиоэлектронные устройства: Справочник. — М., Радио и связь, 1984, с. 134.
5.10. Гальперин М. В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. — М., Энергоатомиздат, 1987.
5.11. Функциональные устройства на микросхемах / под ред. В. З. Найдерова. — М., Радио и связь, 1985.
5.12. Функциональные устройства на интегральных микросхемах дифференциального усилителя / под ред. В. З. Найдерова. — М., Сов. радио, 1977.
5.13. Анисимов В. И. и др. Входные каскады быстродействующих операционных усилителей. — Радиотехника, 1980, № 5.
5.14. Майоров А. Звуковой усилитель мощности. — Радио, 1979, № 2, с. 38.
5.15. Атаев Д. И., Болотников В. А. Функциональные узлы усилителей высококачественного звуковоспроизведения. — М., Радио и связь, 1989.
5.16. Вильчинский В. Усилитель мощности с блоком питания. — Радио, 1990, № 5, с. 52—55.
5.17. Грошев В. Я. Метод увеличения стабильности двухтактных усилителей класса АВ // В сб. «Полупроводниковая электроника в технике связи», 1988, вып. 27, с. 73—78.
5.18. Ломакин А., Паршин Б. Коммутационные искажения в усилителях мощности звуковой частоты. — Радио, 1987, № 9, с. 36.
5.19. Митрофанов Ю. Экономичный режим А в усилителе мощности. — Радио, 1986, № 5, с. 40—42.
5.20. Бокк О. Ф. и др. О возможности расширения динамического диапазона по взаимной модуляции // В сб. «Материалы Второго Всесоюзного симпозиума «Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах», — Минск, МРТИ, 1980.

К главе 6

6.1. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике. — М., Мир, 1991.
6.2. Игнатов А. Н. Полевые транзисторы и их применение в технике связи. — М., Связь, 1984.
6.3. Гальперин М. В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. — М., Энегроатомиздат, 1987.
6.4. Бучковский И. А., Андрущак М. С., Раренко И. М. Малошумящий низкочастотный предварительный усилитель. — ПТЭ, 1982, № 5, с. 102.
6.5. Леонтьев Г. Е., Армонавичюс В. П., Миколайтис Г. С. Малошумящий предусилитель. — ПТЭ, 1984, № 1, с. 126.

6.6. Леонтьев Г. Е., Армонавичюс В. П. Применение полевого транзистора КП303А в низкочастотных малошумящих предусилителях. — ПТЭ, 1988, № 6, с. 110.
6.7. Петров А. С., Потылицын Е. А. Малошумящий предусилитель для низкоомных источников сигнала. — ПТЭ, 1984, № 3, с. 133.
6.8. Краснокутский Р. Н. и др. Малошумящий усилитель для микрополосковых детекторов и пропорциональных камер. — ПТЭ, 1990, № 6, с. 106.
6.9. ПТЭ, 1984, № 1, с. 75.
6.10. Краснокутский Р. Н. и др. Быстрый малошумящий усилитель с малым входным сопротивлением. — ПТЭ, 1992, № 5, с. 110—112.
6.11. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых ИС. — М., Радио и связь, 1981.
6.12. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых ИС. — М., Радио и связь, 1985.
6.13. Дмитриев Н., Феофилактов Н. ОУ в усилителя мощности. — Радио, 1986, № 8, с. 42—46.
6.14. Солнцев Ю. Высококачественный предварительный усилитель. — Радио, 1985, № 4, с. 33.
6.15. Антонович А. И. и др. Измерительный усилитель. — ПТЭ, 1981, № 2, с. 147—148.
6.16. Микрофонный усилитель. — Радио, 1983, № 4, с. 61.
6.17. Леонтьев Г. Е., Армонавичюс В. В. Малошумящие усилители на биполярных транзисторах. — ПТЭ, 1983, № 2, с. 123.
6.18. Прокофьев В. Г., Пахарьков Г. И. Зарубежная бытовая радиоэлектронная аппаратура. — М., Радио и связь, 1988.
6.19. Орлов В. П. Предварительный усилитель НЧ. — Радио, 1983, № 3, с. 38.
6.20. Орлов В. П. Нормирующий усилитель. — Радио, 1985, № 11, с. 37.
6.21. Сухов Н. Схемотехника японских кассетных магнитофонов. — Радио, 1984, № 12, с. 46.
6.22. Сухов Н. Проектирование малошумящих усилителей звуковой частоты // В сб.: «Радиоежегодник — 1986». М., ДОСААФ, 1986, с. 40.
6.23. Захарова В. А., Тареев Э. П. Усилители воспроизведения АМЗ звука. — Техника кино и телевидения, 1988, № 10, с. 14—16.
6.24. Сухов Н., Байло В. Высококачественный предусилитель-корректор. — Радио, 1981, № 3, с. 35—38.
6.25. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры. Дополнение третье: Справочник / Новаченко И. В. и др. — М., Радио и связь, 1992.
6.26. Предусилитель-корректор с малым уровнем шумов. — Радио, 1986, № 7, с. 61.
6.27. Петров А. Современный усилитель-корректор. — Радиолюбитель, 1992, № 2, с. 33.
6.28. Зыков Н. Узлы любительского магнитофона.: Усилитель записи — Радио, 1979, №№ 4—6. Генератор тока стирания и подмагничивания. — Радио, 1979, №№ 7—8.
6.29. Гордеев Л. С. Аппаратура точной магнитной записи. — М., Радио и связь, 1989.
6.30. Лексин В. В. Узлы сетевого магнитофона. Усилитель записи. — Радио, 1983, № 9, с. 38.
6.31. Шургалин М. Усилитель записи кассетного магнитофона. — Радио, 1990, № 2, с. 72—73.
6.32. Григорьев А. Выходной каскад усилителя записи. — Радио, 1980, № 6, с. 47.
6.33. Шачнев В. Схемотехника мини-магнитофонов. — Радио, 1991, № 6, с. 66—72.
6.34. Магнитофон «Астра МК-111-стерео». — Радио, 1990, № 1, с. 66—71.

К главе 7

7.1. Скрипочка С. И., Шишкань А. Н. Импульсный усилитель мощности на транзисторах. — ПТЭ, 1983, № 6, с. 107—108.
7.2. Мосягин В. В., Ткаченко Ю. П. Импульсный усилитель мощности с повышенными динамическими характеристиками. — ПТЭ, 1985, № 4, с. 110—111.
7.3. Прокофьев В. Г., Пахарьков Г. И. Зарубежная бытовая радиоэлектронная аппаратура. — М., Радио и связь, 1988.
7.4. Корнев П. Симметричный усилитель мощности. — Радио, 1981, № 10, с. 32.
7.5. Витушкин А., Телеснин В. Устойчивость усилителя и естественность звучания. — Радио, 1980, № 7, с. 36.
7.6. Орлов В. Широкополосный УМЗЧ. — Радио, 1988, № 3, с. 43—44.
7.7. Чантурия А. Трехполосный усилитель. — Радио, 1981, № 5—6, с. 40.
7.8. Дорофеев М. Режим В в усилителях мощности ЗЧ. — Радио, 1991, № 3, с. 53—55.
7.9. Арасланов М. УМЗЧ для бытового радиокомплекса. — Радио, 1989, № 2, с. 46.
7.10. Гумеля Е. Простой высококачественный УМЗЧ. — Радио, 1989, № 1, с. 44.
7.11. Мельниченко А. Простой усилитель мощности. — Радио, 1986, № 12, с. 34.
7.12. Агеев А. Термостабильный усилитель. Радио, 1981, № 7—8, с. 34.
7.13. Трошин Н. УМЗЧ с нестандартным включением ОУ. — Радио, 1988, № 6, с. 55.
7.14. Грошев В. Я. Метод увеличения стабильности двухтактных усилителей класса АВ // В сб.: «Полупроводниковая электроника в технике связи», 1988, вып. 27, с. 73—78.
7.15. Куприянов В. Усилитель мощности ЗЧ. — Радио, 1985, №1, с. 26.

К главе 8

8.1. Горбань Б. Г. Широкополосные усилители на транзисторах. М., Энергия, 1975.
8.2. Ламекин В. Ф. Широкополосные интегральные усилители. — М., Сов. радио, 1980.
8.3. Уточкин Г. В. Интегральные и многотранзисторные каскады избирательных усилителей. — М., Энергия, 1978.
8.4. Ицкович В. М. Расчет многокаскадных транзисторных усилителей с индуктивной схемой коррекции // В сб.: «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи», 1973, вып. 11, с. 104—110.
8.5. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. — М., Мир, 1990.
8.6. Приемник коротковолновика-наблюдателя. — Радио, 1989, № 4.
8.7. Антенный усилитель. — Радио, 1989, № 4.
8.8. Королев А. М. Малошумящие усилители на диапазон частот 50...1000 МГц. — ПТЭ, 1984, № 6, с. 117—119.
8.9. Авдоченко Б. И., Бабак Л. И., Обихвостов В. Д. Транзисторный усилитель импульсов субнаносекундного диапазона с повышенным выходным напряжением. — ПТЭ, 1989, № 3, с. 126—128.
8.10. Гращенков Н. Ф. и др. Многооктавные сверхвысокочастотные транзисторные усилители с электронной регулировкой усиления. — ПТЭ, 1983, № 5, с. 130—133.
8.11. Егоров В. А. Широкополосный усилитель. — ПТЭ, 1986, № 5, с. 117—119.
8.12. Немлихер Ю. А., Рукавицын А. Ф., Струков И. А. Широкополосный малошумящий усилитель промежуточной частоты для радиометрических приемников. — ПТЭ, 1987, № 1, с. 118—121.

8.13. Покровский М. Ю., Бабак Л. И. Транзисторный модуль с полосой пропускания 0...3 ГГц для сверх-широкополосных и быстродействующих импульсных усилителей. — ПТЭ, 1993, № 2, с. 108—112.
8.14. Эгенштафер Ф. Графический расчет усилителя. — Электроника, 1971, т. 44, № 16.
8.15. Титов А. А. Упрощенный расчет широкополосного усилителя. — Радиотехника, 1979, № 6.
8.16. Дзарданов А. Л., Маликов С. В. Малошумящий усилитель для работы с высокоомным источником сигнала. — ПТЭ, 1988, № 6, с. 108—109.
8.17. Нечаев И. Телевизионный антенный усилитель. — Радио, 1992, № 6, с. 38—39.
8.18. Легкий В. Н., Качев Л. Е. Быстродействующий транзисторный усилитель. — ПТЭ, 1983, № 2, с. 122—123.
8.19. Абрамов Ф. Г. и др. Согласованный широкополосный усилитель. — ПТЭ, 1984, № 2, с. 111—112.
8.20. Головин О. В. Профессиональные радиоприемные устройства декаметрового диапазона. — М., Радио и связь, 1985.
8.21. Абрамов Ф. Г., Волков Ю. А., Пасхин В. М. Широкополосный усилитель с верхней граничной частотой 700 МГц. — ПТЭ, 1982, № 3, с. 129—130.
8.22. Брахман Э. В., Митин А. И. Субнаносекундный линейный усилитель с непосредственными связями. — ПТЭ, 1983, № 4, с. 138—140.
8.23. Дьячко А. Н., Бабак Л. И. Мощный наносекундный видеоусилитель со сложением напряжений. — ПТЭ, 1981, № 3, с. 127—129.
8.24. Мелихов С. В., Титов А. А. Широкополосный усилитель средней мощности с регулируемым усилением. — ПТЭ, 1989, № 5, с. 166—167.
8.25. Баранов А. В., Булин Ю. А. Исследование термостабильности широкополосного усилителя-ограничителя СВЧ диапазона. — Радиотехника, 1988, № 6, с. 89—91.
8.26. Ангелов И., Стоев И., Уршев Л. Широкополосный малошумящий усилитель для диапазона 0,7...2 ГГц. — ПТЭ, 1985, № 3, с. 129—131.
8.27. Артемченко Э. Е., Волынец В. В. Широкополосные усилители радиосигналов на полупроводниковых приборах с большим динамическим диапазоном. — Радиотехника, 1988, № 1, с. 35—37.
8.28. Богдановский В. С. и др. Мощный сумматор высокочастотных сигналов с малыми нелинейными искажениями. — ПТЭ, 1982, № 3, с. 130—131.
8.29. Панин Н. М. Малошумящий широкополосный усилитель для многоканальной работы // В сб.:«Полупроводниковая электроника в технике связи», 1983, вып. 23, с. 44—49.
8.30. Мартынов В. А., Селихов Ю. И. Панорамные приемники и анализаторы спектра. — М., Сов. радио, 1980.
8.31. Богданович Б. М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. — М., Связь, 1980.
8.32. Лементуева Н. В. и др. Широкополосный усилитель с большим динамическим диапазоном. — ПТЭ, 1983, № 6, с. 97—99.
8.33. Богданович Б. М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазоном. — М., Радио и связь, 1984.
8.34. Абранин Э. П., Брук Ю. М. Высоколинейные широкополосные усилители с обратной связью. — Радиотехника, 1987, № 4, с. 31—32.
8.35. Материалы Второго Всесоюзного симпозиума «Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах». — Минск, МРТИ, 1980.
8.36. Усилители с широким динамическим диапазоном на МС / Лукошкин А. П., Керенский И. Г., Монахов Ю. Е., Петров О. В. — М., Радио и связь, 1981.
8.37. Бокк О. Ф., Чернолихова В. П., Ковалева С. М. Динамический диапазон по взаимной модуляции усилителей на транзисторах разной проводимости. — Радиотехника, 1982, № 11, с. 39.

8.38. Маркин В. В., Масленников В. В., Сироткин А. П. Безындуктивный автомобильный радиоприемник. — Радиотехника, 1985, № 1, с. 36—39.
8.39. Лукин В. А., Громов В. И. Измерительный предусилитель-пробник. — ПТЭ, 1986, № 4, с. 187—188.
8.40. Вершков М. В., Миротворский О. Б. Судовые антенны. — Л., Судостроение, 1990, с. 225.
8.41. Горошков Б. И. Радиоэлектронные устройства: Справочник. — М., Радио и связь, 1984, с. 134.
8.42. Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их параметров / под ред. А.-Й. К. Марцинкявичюса, Э.-А. К.Багданскиса. — М., Радио и связь, 1988.
8.43. Иванов А. И. Дифференциальный усилитель с полосой усиления 100 МГц. — ПТЭ, 1985, № 5, с. 117—118.
8.44. Сухов Н. Среднеквадратичный милливольтметр. — Радио, 1981, № 11, с. 53—55.
8.45. Базлов Н. В., Вывенко О. Ф., Тульев А. В. Универсальный емкостный спектрометр для измерения параметров глубоких центров в полупроводниковых и МОП-структурах. — ПТЭ, 1987, № 3, с. 176.
8.46. Ламекин В. Ф., Муш В. И., Палаховский А. С. Операционный усилитель со скоростью нарастания 1500 В/мкс // В сб.:«Микроэлектроника и полупроводниковые приборы», 1983, вып. 7, с. 92—100.
8.47. Погосов А. Ю. Быстродействующий параллельно-последовательный аналого-цифровой преобразователь. — ПТЭ, 1987, № 3, с. 77—80.
8.48. Вьюхин В. М. Многоцелевой операционный усилитель. — ПТЭ, 1992, № 5, с. 113—115.
8.49. Савосин В. В. Быстродействующий операционный усилитель с малым временем установления. — ПТЭ, 1990, № 1, с. 136—137.
8.50. Бахтиаров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П. Аналого-цифровые преобразователи. — М., Сов. радио, 1980, с. 280.
8.51. Данилов А. А. Быстродействующий точный повторитель напряжения. — ПТЭ, 1987, № 1, с. 87—89.
8.52. Строев К. Н., Строев Н. Н., Страутзенис В. В. Широкополосный усилитель с малым временем восстановления после перегрузки. — ПТЭ, 1984, № 5, с. 122—124.

К главе 9

9.1. Лихницкий А. М. О причинах искажений усилителей в области низких звуковых частот. В кн.: «Опыт, результаты, проблемы: повышение конкурентоспособности радиоэлектронной аппаратуры. Сб. статей, вып. 3. — Таллинн, Валгус, 1985, с. 66—89.
9.2. Лихницкий А. М. Причины слышимых различий в качестве звукопередачи усилителей звуковой частоты. — Техника кино и телевидения, 1987, № 6, с. 10—17.
9.3. Фиштейн А. М. Фазостабильные усилители широкого динамического диапазона. М., Наука, 1981.
9.4. Данилов А. А. Мощный масштабный усилитель постоянного тока. — ПТЭ, 1988, № 6, с. 105—108.
9.5. Власов Б. И., Кустов В. Ю., Чайковский А. Н. Широкополосный усилитель мощности с высокой регулируемой линейностью. — ПТЭ, 1985, № 4, с. 116—117.
9.6. Джильберт Б. Новый метод широкополосного усиления. — Зарубежная радиоэлектроника, 1969, № 11, с. 89.

9.7. Король В. УМЗЧ с компенсацией нелинейности амплитудной характеристики. — Радио, 1989, № 12, с. 52—54.
9.8. Пикерсгиль А., Беспалов И. Феномен «транзисторного звучания». — Радио, 1981, № 12, с. 36—38.
9.9. Брагин Г. Усилитель мощности ЗЧ. — Радио, 1990, № 12, с. 62—64.
9.10. Хорошев В., Щедров А. УМЗЧ без общей ООС. — Радио, 1989, № 9, с. 65—68.
9.11. Лихницкий А. М., Школьников Р. М. Применение метода компенсации для измерения параметров усилителя низкой частоты. — Техника средств связи, сер. ТРПА, 1981, вып. 1, с. 25—34.
9.12. Мирский Г. И., Уткин В. А. Высококачественный усилитель постоянного тока. — ПТЭ, 1990, № 1, с. 134—135.

К главе 10

10.1. УНЧ с питанием от одновольтовой батареи. — Электроника, 1971, № 3, с. 51.
10.2. Малишевский И. Малогабаритный радиовещательный приемник. — Радио, 1989, № 1, с. 56.
10.3. Прищепова Т. М., Прищепов Г. Ф. Экономичные пленочные УПЧ // В сб.: «Микроэлектроника и полупроводниковые приборы», М., Радио и связь, 1981, вып. 6, с. 229—233.
10.4. Туровский Н. И., Лившиц М. Г. Быстродействующий транзисторный усилитель. — ПТЭ, 1980, № 2, с. 119.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АМЗ — аппаратура магнитной записи
АЦП — аерналого-цифровой преобразователь
АЧХ — амплитудночастотная характеристика
БД — быстродействие, быстродействующий
БТ — биполярный транзистор
ВАХ — вольт-амперная характеристика
ВЧ — высокие частотые
ГВ — головка воспроизведения
ГЗ — головка записи
ГСП — генератор тока слияния и подмагничевания
ГСТ — генератор стабильного тока
ДД — динамический диапазон
ДК — дифференциальный каскад
ДМВ — дециметровые волны
ИМС — интегральная микросхема
КВ — короткие волны
КИ — коммутационные искажения
к. п. д. — коэффициент полезного действия
к. с. в. н. — коэффициент стоячей волны напряжения
ЛАЧХ — логарифмическая АЧХ
ЛООС — линейная отрицательная обратная связь
ЛФЧХ — логарифмическая фазо-частотная характеристика
МВ — метровые волны
МДП — металл-диэлектрик-полупроводник (структура)
МУ — многокаскадный усилитель
МШУ — малошумящий усилитель
НИ — нелинейные искажения
НЧ — низкие частоты
ОБ — общая бвза
ОИ — общий исток
ОЗ — общий затвор
ОК — общий коллектор
ООС — отрицательная обратная связь
ОС — общий сток
ОУ — операционный усилитель
ОЭ — общий эмиттер
ПОС — положительная обратная связь
ПП — полоса пропускания
ПТ — полевой транзистор
РЭА — радиоэлектронная аппаратура
СВЧ — сверхвысокие частоты
СЧ — средние частоты
ТДЛ — трансформатор типа длинной линии
ТИ — тепловые искажения
У — усилитель
УВ — усилитель воспроизведения
УВТ — усилитель высокой точности
УВЧ — усилитель высокой частоты
УЗ — усилитель записи
УК — усилитель-корректор
УМ — усилитель мощности
УН — усилитель напряжения
УРЧ — усилитель радиочастоты
ФВЧ — фильтр высоких частот
ФНЧ — фильтр низких частот
ФЧХ — фазо-частотная характеристика
ЦАП — цифроаналоговый преобразователь
ЧХ — частотная характеристика
ШП — широкая полоса, широкополосный
ЭТОС — электротепловая обратная связь

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ ... 3
1. ЭЛЕМЕНТАРНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ ... 5
1.1. Биполярные транзисторы ... 5
1.1.1. Схемы с общим эмиттером ... 5
1.1.2. Схема с общей базой ... 10
1.1.3. Схемы с общим коллектором ... 12
1.2.1. Схемы с общим истоком ... 14
1.2.2. Схемы с общим стоком ... 17
1.2.3. Схема с общим затвором ... 18
1.2.4. Влияние разброса параметров ПТ на стабильность рабочей точки ... 19
1.3. Составные схемы ... 19
1.3.1. Схемы Дарлингтона ... 19
1.3.2. Каскодные схемы ... 20
2. ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ ... 23
2.1. Общие положения ... 23
2.2. Источники шумов транзисторов ... 28
2.2.1. Тепловой шум ... 28
2.2.2. Дробовый шум ... 29
2.2.3. Фликкер-шум ... 30
2.3. Проектирование малошумящих усилителей ... 31
2.3.1. Выбор схемных решений ... 31
2.3.2. Шумовые свойства биполярных транзисторов ... 33
2.3.3. Шумовые свойства полевых транзисторов ... 43
2.3.4. Учет реактивности источника сигнала и многополюсности АЧХ усилителя ... 49
3. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ... 50
3.1. Методы повышения линейности усилителей ... 50
3.2. Нелинейные искажения в каскадах усиления ... 52
4. ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ... 58
4.1. Амплитудные и фазовые частотные характеристики усилителей ... 58
4.1.1. АЧХ и ФЧХ интегрирующей RC-цепи. ... 59
4.1.2. АЧХ и ФЧХ многокаскадного усилителя ... 59
4.1.3. Глубина отрицательной обратной связи ... 61
4.2. Устойчивость усилителей ... 62
4.3. Быстродействие многокаскадных усилителей ... 65
4.4. Особенности измерения нелинейных искажений в многокаскадных усилителях ... 70
5. СХЕМОТЕХНИКА УСИЛИТЕЛЕЙ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ КАСКАДОВ 71
5.1. Источники опорного напряжения ... 71
5.2. Генераторы стабильного тока ... 73
5.3. Активная нагрузка ... 78
5.4. Дифференциальные каскады ... 80
5.4.1. Характеристики дифференциальных каскадов ... 80
5.4.2. Широкополосные дифференциальные каскады ... 85

5.5. Каскады усиления напряжения 88
5.6. Выходные каскады.. 91
6. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ..102
6.1. Двухкаскадные усилители..102
6.1.1. Усилители по схеме ОЭ-ОЭ..102
6.1.2. Схемы ОИ-ОЭ..108
6.1.3. Двухкаскадные повторители напряжения 110
6.2. Многокаскадные усилители..111
6.2.1. Усилители на транзисторах..111
6.2.2. Усилители для низкоомных источников сигнала..117
6.2.3. Улучшение характеристик ОУ..121
6.3. Усилители с линейной АЧХ в полосе звуковых частот 126
6.3.1. Микрофонные усилители..126
6.3.3. Согласующие усилители..129
6.4. Усилители-корректоры АЧХ 131
6.4.1. Усилители воспроизведения 132
6.4.2. Усилители-корректоры грамзаписи..138
6.4.3. Усилители записи..145
7. УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ..154
7.1. Усилители звуковой частоты для переносной аппаратуры 154
7.2. Усилители с выходной мощностью более 10 Вт..156
7.3. Применение интегральных операционных усилителей..169
7.4. Мостовые усилители мощности 178
8. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ, ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ И БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ..181
8.1. Высокочастотные свойства каскадов 181
8.1.1. Каскады усиления напряжения на биполярных транзисторах 181
8.1.2. Каскады усиления напряжения на полевых транзисторах..183
8.1.3. Повторители напряжения 183
8.1.4. Каскодные схемы 184
8.1.5. Вопросы проектирования широкополосных усилителей 185
8.2. Широкополосные усилители переменного тока 186
8.2.1. Схема с ОЭ и выходным трансформатором..186
8.2.2. Антенные усилители диапазона дециметровых волн 188
8.2.3. Каскады с полосой пропускания до 3 ГГц..189
8.2.4. Сравнение различных многотранзисторных схем 195
8.2.5. Усилитель для высокоомных источников сигнала..196
8.2.6. Схемы с непосредственными связями..197
8.2.7. Усилитель с взаимокомпенсацией нелинейностей каскадов 200
8.2.8. Многокаскадный усилитель без корректирующих реактивных цепей..201
8.2.9. Измерительный усилитель 202
8.2.10. Усилители с повышенной стабильностью характеристик..204
8.3. Усилители с большим динамическим диапазоном..204
8.4. Применение высокочастотных повторителей напряжения..213
8.5. Широкополосные усилители постоянного тока 217
9. УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ТОЧНОСТИ 231
9.1. Тепловые искажения..232
9.1.1. Тепловые искажения в выходных каскадах усиления мощности..232
9.1.2. Тепловые искажения в усилителях напряжения..234
9.1.3. Тепловые искажения в дифференциальном каскаде 236
9.1.4. Тепловые искажения в многокаскадном усилителе мощности..236
9.2. Схемотехника усилителей высокой точности 237

10. ЭКОНОМИЧНЫЕ УСИЛИТЕЛИ 251
10.1.1. Усилители класса А 251
10.1.2. Усилители класса АВ 254
10.2. Высокочастотные усилители с малым потреблением 256
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ 258
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ 266
СОДЕРЖАНИЕ 267